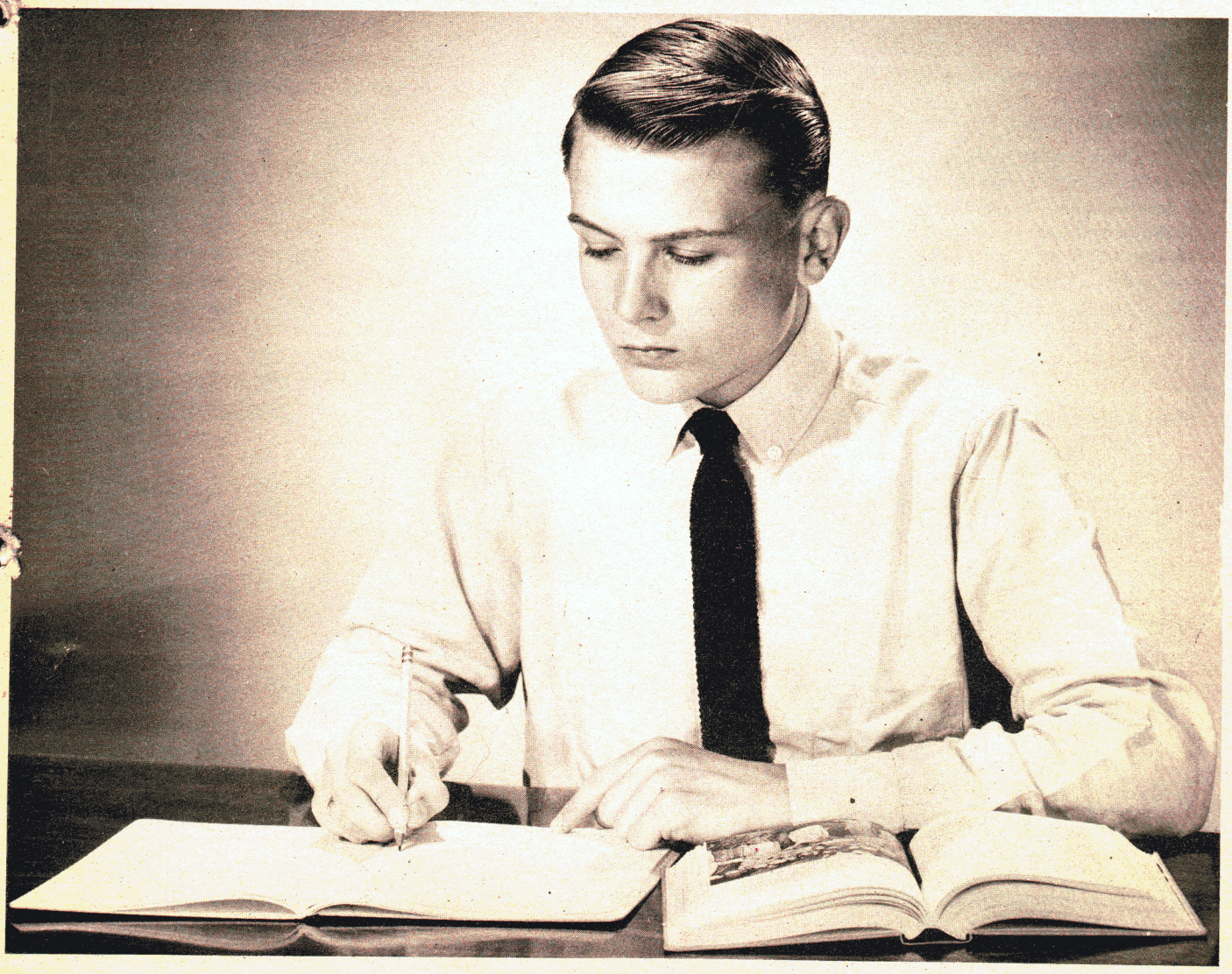
2

votre Carrière

revue hebdomadaire avec

cours de TECHNIQUE RADIO

magazine des futurs électroniciens



REVUE HEBDOMADAIRE POUR LA FORMATION PROFESSIONNELLE — 29 MARS/4 AVRIL '65 — LE NUMERO : 1,60 F.
DIRECTION - ADMINISTRATION - ABONNEMENTS: EDITIONS CHIRON - 40, Rue de Seine - Tél. 633 - 18 - 93 - PARIS C.C.P. 53-35.
ABONNEMENTS: FRANCE - 1 AN (52 numéros) 70 F; 6 MOIS (26 numéros) 38 F - ETRANGER - 1 AN (52 numéros) 90 F.
Si vous possédez déjà des numéros, vous pouvez déduire du montant de l'abonnement la somme de 1.20 F par numéro.
PUBLICITE: PUBLEDITEC - 13 Rue C. Lecocq - Paris (15e) - Tél. BLO 88-04 - DEPOT LEGAL EDITEUR N. 34 du 1er Trim. 1965
DISTRIBUTION: Nouvelles Messageries de la Presse Parisienne - Paris - Directrice de la publication: Mme Etienne Chiron.

Numéro	Titre de la leçon	Page	Titre de la leçon	Page	Titre de la leçon	Page
27	Génération d'oscillations modulées en fréquence.	625	Etude et mise au point d'un récepteur F.M.	634	Montages radio « Decal » Nomogramme pour le calcul rapide des diviseurs de tension	644
28	Les semiconducteurs: la diode à cristal.	649	Les transistors	658	Tableaux (caractéristiques de diodes et transistors)	668
29	Montages à transistors.	673	L'enregistrement de sons	682	Caractéristiques des semiconducteurs produits par « la Radiotechnique ». Tableaux Notes générales sur l'emploi des semiconducteurs	692
30	L'enregistrement magnétique.	697	Formes d'ondes non sinusoïdales	706	Tableaux (Caractéristiques des diodes Zenner)	716
31	Tube à rayons cathodiques.	721	Circuits oscillateur pour ondes non sinusoïdales	730	Tableaux (Montages multivibrateurs)	740
32	Utilisation du tube à rayons cathodiques.	745	L'oscillographe à rayons cathodiques	754	Tableaux (Caractéristiques de tubes cathodiques)	764
33	Utilisation de l'oscilloscope	769	Construction d'un oscilloscope de 5 pouces (cm 12,7) 1ère partie	778	Construction d'un oscilloscope de 5 pouces (Heath Kit) 2ème partie 10-12	788
34	Applications de l'oscilloscope	793	Construction d'un oscilloscope - 3ème partie: utilisation	802	Construction d'un récepteur expérimental « Decal Decam »	812
35	Mesures à l'oscilloscope sur les générateurs	817	Les accessoires de l'oscilloscope commutateur Electro. Heath Kit	826	Tableaux (Courbes) de Lissajous)	836
36	L'amplification basse fréquence table pas métrique/pouce	841 864	Construction d'un générateur basse fréquence - 1ère partie: Description et construction Heath Kit	850	Construction d'un générateur basse fréquence - 2ème partie: Essais - Mise au point - Utilisation HEATH KIT IG 72	860
37	Distorsion et contre-réaction en basse fréquence	865	La construction des amplificateurs basse fréquence - 1ère partie: généralités - 2ème partie: exemple d'un amplificateur de puissance	874	La construction des amplificateurs basse fréquence - 3ème partie: Le préamplificateur	884
38	Acoustique	889	Mesures sur les amplicateurs basse fréquence	898	L'adaptation des haut-parleurs aux amplificateurs	908
39	La haute fidélité	913	Le préamplificateur monophonique Dynakit PAM 1	922	Amplificateur de puissance à transistors pour guitare. Enceintes acoustiques pour haut-parleurs	932

Page	Titre de la leçon	Page	Titre de la leçon	Page	Titre de la leçon	Page
40	La stéréophonie	937	Amplificateur stéréo de 2 × 18 W avec préamplificateur incorporé - 1ère partie Dynakit SCA35	946	Amplificateur stéréo de 2 × 18 W avec préamplificateur incorporé - 2ème partie	956
41	Les antennes	961	Lignes de transmission	970	Réalisation et réglage de kit' - antenne	980
42	Propagation des ondes	985	Types d'antennes	994	Quelques conseils concernant la construction des antennes	1004
43	Les émetteurs	1009	Manipulation et modulations des émetteurs	1018	Tableaux (Abréviations - Préfixes de nationalité - Alphabet Morse	1028
44	Emission d'amateurs	1033	Construction de récepteurs pour ondes courtes	1042	Note relative aux stations d'amateurs - Code Q	1052
45	Emetteurs destinés aux Radio - Amateurs	1057	Construction d'émetteurs pour amateurs	1066	Code Q - Conditions de délivrance des certificats d'opérateur (Radio - amateurs)	1076
46	Les circuits imprimés	1081	La Réalisation d'un circuit imprimé	1090	Réalisez vous mêmes vos circuits imprimés	1100
47	La localisation des pannes Alimentation et section basse fréquence	1105	La localisation des pannes Les étages haute et moyenne fréquence	1114	Construction d'un « Signal Tracer » Heathkit	1124
48	Ondes très courtes (VHF) et ultracourtes (UHF)	1129	Antennes pour ondes très courtes et ultracourtes	1138	La construction d'un magnétophone Heathkit	1148
49	Circuits relatifs aux Ondes Très Courtes et Ultra Courtes	1153	La Technique des Ondes Très Courtes et Ultra Courtes	1162	Emetteur et recepteur d'amateur pour la bande	1172
50	Technique des micro-ondes (S.H.F.)	1177	Circuits relatifs aux micro-ondes	1186	Le Radar	1196
51	La radio-commande	1201	Emetteurs récepteurs pour radio - commande	1210	Construction d'un Emetteur - Récepteur pour Télécommande	1220
52	Applications de l'électronique dans l'industrie	1225	Applications de l'électronique dans la médecine.	1234	Quelques montages interessants d'Electronique industrielle	1243
					table niveaux sonore	1247
					" des fréquences musicale	1248

GENERATION D'OSCILLATIONS MODULEES EN FREQUENCE

Les moyens employés pour obtenir une modulation en fréquence se divisent en deux groupes principaux: les méthodes directes et les méthodes indirectes. Dans le premier cas, la variation de fréquence de l'oscillateur est directement proportionnelle à l'amplitude du signal de modulation à fréquence acoustique; dans le second cas, par contre, c'est l'angle de phase du signal de l'oscillateur que l'on fait varier, toujours proportionnellement à l'amplitude du signal basse fréquence, et cette variation de phase est ensuite transformée en une modulation de fréquence.

Tout comme en modulation d'amplitude, il faut, pour produire une modulation de fréquence, employer deux étages, un oscillateur haute fréquence et un modulateur. L'oscillateur peut être, par exemple, le montage Hartley ou Colpitts.

L'étage modulateur, par contre, est différent de ceux utilisés en modulation d'amplitude, il est constitué, par un dispositif permettant de faire varier la fréquence de l'oscillateur au rythme des signaux basse fréquence.

L'analyse des systèmes permettant de produire des oscillations modulées en fréquence peut donc se résumer en une étude des différents montages modulateurs.

La **figure 1** montre un oscillateur classique du type Hartley, à alimentation en parallèle. La réaction est obtenue en renvoyant dans le circuit grille une partie de l'énergie prélevée dans le circuit plaque, au moyen d'une inductance à prise. Elle permet l'entretien des oscillations à la fréquence propre du circuit oscillant (bobine L et capacité C). Cette fréquence de résonance peut se calculer au moyen de la formule:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

dans laquelle, f_0 est la fréquence de résonance en Hz, L l'inductance en henrys et C la capacité en farads.

Cette formule montre que, à toute variation de l'inductance ou de la capacité correspond une variation de la fréquence de résonance. Si l'inductance ou la capacité du circuit oscillant augmentent, la fréquence diminue et inversement. Ayant établi que, pour obtenir une variation de la fréquence d'un oscillateur, il faut faire varier la valeur de L ou de C, on étudie ensuite quels sont les systèmes susceptibles d'agir sur la valeur de l'inductance ou de la capacité, sous l'action d'un signal basse fréquence de modulation.

MODULATION PAR SYSTEMES MECANIQUES

Variation de capacité. — Dans le montage de la **figure 2**, le condensateur d'accord du circuit oscillant de l'oscillateur a été remplacé par un microphone électrostatique. Les deux armatures du microphone, l'une étant fixe et l'autre mobile, forment entre elles, comme nous le savons, une certaine capacité. Cette capacité étant branchée en parallèle sur la bobine L, constitue avec celle-ci un circuit oscillant dont la fréquence de résonance est f_0. Sous l'effet des ondes sonores, la membrane du microphone entre en vibrations, l'armature mobile du condensateur s'approche ou s'éloigne plus ou moins de l'armature fixe, en raison des variations de pression de l'air produites par l'émission des sons.

Nous avons appris que, si l'on fait varier la distance des deux armatures d'un microphone électrostatique, on produit une variation de la capacité de celui-ci.

Lorsque l'armature mobile accomplit un déplacement complet à la même fréquence que le son qui la frappe, la capacité du microphone varie proportionnellement à l'amplitude de ce déplacement. Ces variations se répercutent instantanément sur la fréquence de résonance de l'oscillateur et provoquent son déplacement de part et d'autre de la fréquence centrale, ou fréquence de repos, f_0.

Etant donné que les ondes sonores commandent le déplacement de la membrane du microphone, donc la valeur de la capacité existant entre les armatures, il est évident qu'**elles commandent, également, la fréquence de résonance du circuit oscillant.** A la sortie de l'oscillateur, on obtient donc une onde modulée en fréquence dont la déviation, autour de la fréquence f_0, est fonction de l'amplitude de l'onde sonore ayant frappé le microphone.

L'inconvénient de ce système mécanique pour la production d'oscillations modulées en fréquence, réside dans le fait qu'il faut nécessairement utiliser un microphone à condensateur, ou microphone électrostatique. Cette exigence est un sérieux obstacle, car elle provoque l'élimination des autres types de microphones. D'autre part, il arrive fréquemment que le microphone doive être placé à une assez grande distance de l'étage oscillateur d'un émetteur; dans ces conditions, en raison de la très importante capacité en parallèle introduite par le câble blindé de liaison, le système de la figure 2 ne peut être utilisé pratiquement.

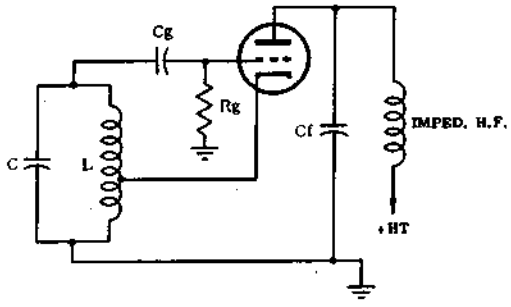


Fig. 1 - Oscillateur Hartley alimenté en parallèle. La réaction est produite par le couplage existant entre les deux parties de L. La fréquence des oscillations varie lorsqu'on fait varier les valeurs de L ou de C.

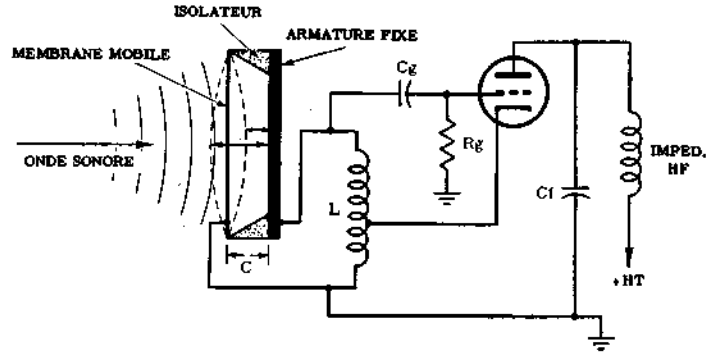


Fig. 2 - Modulation en fréquence d'un oscillateur au moyen d'un microphone électrostatique. Les vibrations de la membrane produisent une variation de la capacité et, en conséquence, de la fréquence des oscillations.

Variation d'inductance - Nous savons que l'inductance d'un bobinage pourvu d'un noyau peut être rendue variable en faisant déplacer ce noyau à l'intérieur de l'enroulement. C'est ainsi que, si dans un montage Hartley on monte une bobine pourvue d'un noyau ajustable, la fréquence de résonance du circuit oscillant pourra varier selon la position de ce noyau à l'intérieur du bobinage.

Au moyen d'un petit moteur et d'un réducteur de vitesse à engrenages, on peut faire déplacer le noyau à l'intérieur de la bobine à un rythme dépendant de la vitesse du moteur et des caractéristiques du coupleur mécanique. On obtient ainsi une variation de la fréquence de résonance du circuit LC. Ce procédé de modulation mécanique est employé dans certains instruments de mesure. Il est évident, toutefois, que du fait de sa nature même, un système de ce genre ne peut servir à moduler un oscillateur au moyen de signaux acoustiques complexes (parole ou musique); c'est pourquoi il n'est pas utilisé dans les émetteurs F.M.

MODULATION PAR LAMPE A REACTANCE

Variation de réactance. Nous avons appris que la réactance X_c d'un condensateur est donnée par:

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C}$$

Dans laquelle X_c est la réactance capacitive en ohms, f est la fréquence de la tension appliquée aux bornes du condensateur en hertz et C la capacité en farads.

Comme on peut le voir facilement, si la capacité garde une valeur constante, on peut faire varier la réectance en faisant varier la fréquence. On arrive à un résultat identique en analysant la formule, ci dessous, donnant la réactance d'une bobine: $X_L = 2\pi f L$

Dans laquelle X_L est la réactance inductive en ohms, f est la fréquence en hertz et L l'inductance en henrys.

Il est donc possible de commander la fréquence de résonance d'un circuit oscillant en agissant sur la valeur de la réactance — inductive ou capacitive — présente dans le circuit. Ce résultat peut être obtenu au moyen d'un montage appelé **modulateur à réactance**, lequel est branché sur le circuit oscillant dont on désire faire varier la fréquence.

Par un montage spécial, que nous allons étudier ci-dessous, il est possible de faire en sorte qu'une lampe agisse à la manière d'une capacité ou d'une inductance simulée, ajoute au circuit oscillant une valeur réactive qui peut dépendre — à son tour — de l'amplitude et de la fréquence d'un signal basse fréquence appliqué sur la grille du tube à réactance.

Le fonctionnement d'un modulateur de ce type dépend étroitement des différentes caractéristiques de la lampe, c'est-à-dire de sa pente ou transconductance, de son coefficient d'amplification et de sa résistance interne. Ce sont ces caractéristiques qui sont utilisées dans une lampe modulatrice à réactance d'une manière telle que la réactance présente aux bornes du modulateur soit proportionnelle à l'amplitude du signal basse fréquence appliqué sur sa grille.

Le modulateur à réactance permet d'obtenir la modulation directe de la fréquence d'un oscillateur, en fonction d'un signal basse fréquence appliqué au modulateur, en transformant les variations d'amplitude du signal BF en une variation de la valeur de la réactance virtuelle placée en parallèle sur le circuit oscillant. Cette réactance supplémentaire, variable sous l'effet du signal BF, produit une déviation de la fréquence de l'oscillateur de part et d'autre de sa fréquence de repos, ou fréquence porteuse.

Schéma de principe - La **figure 3** représente le schéma de principe d'un modulateur par lampe à réactance variable, couplée à un oscillateur classique. Le signal de modulation (basse fréquence) est introduit entre les points 1 et 2, (grille et masse de la lampe modulatrice). Ce signal commande le courant anodique du tube qui passe dans une impédance de charge, constituée par Z_a et Z_b en série, branchée aux bornes du circuit oscillant LC, entre les points 3 et 4.

Quand le courant anodique du tube modulateur varie, sous l'effet du signal BF appliqué sur la grille, la

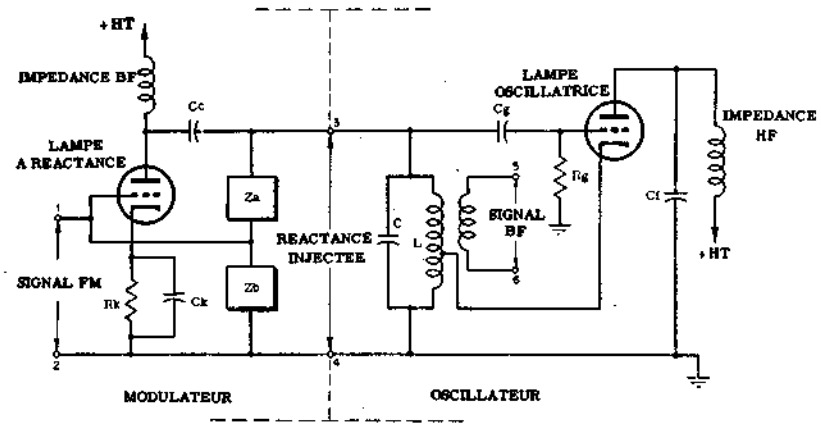


Fig. 3 - Schéma de principe d'un oscillateur à lampe à réactance. Les variations du courant anodique du tube à réactance, sous l'effet du signal BF de modulation, produisent des variations de la réactance de l'impédance de charge anodique, laquelle est branchée en parallèle sur le circuit accordé de l'oscillateur. On obtient, ainsi, des oscillations HF modulées en fréquence.

réactance de la charge anodique change de valeur et — en conséquence — fait varier la fréquence de l'oscillateur haute fréquence autour de sa valeur moyenne f_0.

Le signal modulé en fréquence, ainsi obtenu, est transmis — par couplage inductif — à des étages amplificateurs HF successifs qui fournissent la puissance rayonnée nécessaire. Comme on peut le voir sur la figure, le signal modulé en fréquence est recueilli entre les points 5 et 6.

En l'absence de modulation sur la grille de la lampe à réactance (modulatrice), l'intensité du courant anodique de ce tube est suffisamment faible pour n'avoir qu'une influence très limitée sur la charge anodique. La tension haute fréquence présente aux bornes du circuit oscillant LC se retrouve également aux bornes de la charge anodique, Z_a et Z_b, de la lampe modulatrice. Les éléments de cette charge présentent, vis-à-vis de la tension HF, une réactance qui peut simuler l'action d'une capacité ou d'une inductance. En pratique, tout se passe comme si un condensateur ou une bobine supplémentaire étaient branchés en parallèle sur le circuit oscillant LC, avec pour résultat une variation de la capacité ou de l'inductance totale du circuit.

La fréquence des oscillations engendrées dépend donc, non seulement des valeurs de L et de C, mais également de celles de Z_a et de Z_b. La fréquence porteuse, ou fréquence de fonctionnement en l'absence de modulation, devra correspondre à la fréquence centrale du signal modulé en fréquence.

Quand le signal de modulation (BF) est appliqué entre les points 1 et 2, on le retrouve non seulement sur la grille de la lampe à réactance, mais également aux bornes de Z_b, dans le circuit anodique. L'effet combiné de ces deux actions se traduit par une variation de la réactance de Z_a et de Z_b, sous l'effet du signal BF.

En suivant le schéma du circuit oscillant vers les points 3 et 4, nous remarquons la présence, à ses bornes, d'une impédance constituée par Z_a et Z_b, ainsi que par la réactance propre de la lampe. Pour une amplitude donnée du signal basse fréquence, on peut connaître l'amplitude du courant anodique en fonction de la pente ou transconductance du tube (g_m), en effet:

$g_m = \Delta i_b : \Delta u_c$ d'où $\Delta i_b = g_m \times \Delta u_c$

dans laquelle i_b est l'intensité instantanée du courant anodique, u_c est la tension instantanée de grille.

Le courant anodique passant dans l'impédance de charge de plaque est donc égal à: $i_b = g_m \times u_c$.

Dans notre cas, la charge anodique est constituée par Z_a en série avec Z_b, soit Z_{ab}. Dans un montage de ce genre, en effet, la résistance interne de la lampe est tellement grande, par rapport à Z_{ab}, qu'elle peut être négligée dans le calcul de la charge anodique.

Si nous appelons U_{ab} la tension aux bornes de la charge anodique (Z_{ab}), la loi d'ohm nous donne: $Z_{ab} = U_{ab} : i_b$.

En remplaçant i_b par sa valeur trouvée plus haut, on a:

$$Z_{ab} = \frac{U_{ab}}{g_m u_c}$$

Cette formule nous montre que l'impédance Zab présente aux bornes du circuit oscillant LC est inversement proportionnelle à la transconductance du tube à réactance.

L'examen de la figure 3 nous montre comment la tension d'entrée u_e (tension BF) est appliquée aux bornes de l'impédance Zb faisant partie de l'impédance de charge de la lampe à réactance. Si la tension totale qui se manifeste aux bornes de Zab est égale à Uab, il en résulte que la tension u_c est, par rapport à Uab, dans le même rapport que Zb est, à Zab. Ceci peut s'exprimer par la formule suivante:

$$u_c : U_{ab} = Z_b : (Z_a + Z_b)$$

D'où: $u_c = U_{ab} \times \dfrac{Z_b}{Z_a + Z_b}$

C'est cette valeur de u_c que nous pouvons, maintenant, porter dans la formule donnant l'impédance totale, à savoir: $Z_{ab} = U_{ab} : (g_m \times u_c)$.

Ce qui donne:

$$Z_{ab} = \frac{U_{ab}}{g_m \times U_{ab} \times \dfrac{Z_b}{Z_a + Z_b}}$$

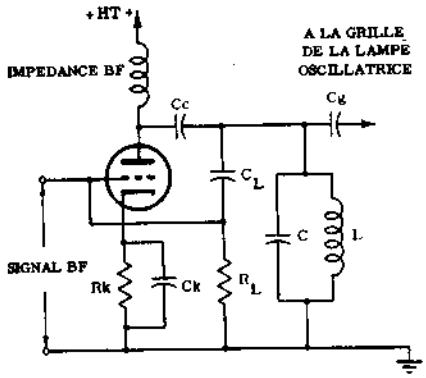


Fig. 4 - Modulateur à réactance. La charge anodique est composée de C_L et de R_L reliés en série et mis en parallèle sur le circuit oscillant. La réactance ainsi obtenue est capacitive.

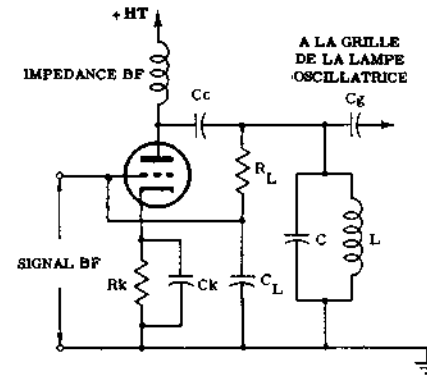


Fig. 5 - Modulateur à réactance du même type que celui de la figure 4, avec la différence que les positions de C_L et de R_L sont interverties. La réactance ainsi obtenue est inductive.

En simplifiant, on obtient l'équation suivante:

$$Zab = \frac{1}{g_m} \times \frac{Za + Zb}{Zb}$$

Cette dernière équation donne la valeur de l'impédance entre les points 3 et 4, en fonction de la transconductance (g_m) de la lampe et de l'impédance constituée par la combinaison de Za et de Zb.

Cette équation, donnant la valeur de l'impédance totale entre les points 3 et 4, exprime d'une façon mathématique le principe de fonctionnement du modulateur à réactance. Le terme Zab désigne l'impédance totale présente aux bornes du circuit oscillant LC, sous l'effet du modulateur à réactance. Za et Zb représentent, par contre, les valeurs des composants constituant la charge anodique.

Ces derniers peuvent être composés d'éléments résistifs, inductifs ou capacitifs, diversement disposés, et généralement de valeur fixe. L'unique moyen à notre disposition pour faire varier Zab reste la modification de la pente de la lampe à réactance; c'est ce qui se produit lorsqu'un signal basse fréquence de modulation est appliqué à l'entrée du modulateur.

Réactance présentée par le modulateur - La formule précédente, donnant la valeur de l'impédance Zab peut se mettre sous la forme:

$$Zb = \frac{1}{g_m} \left(\frac{Za}{Zb} + \frac{Zb}{Zb} \right)$$

$$= \frac{1}{g_m} \left(\frac{Za}{Zb} + 1 \right) = \frac{1}{g_m} \frac{Za}{Zb} + \frac{1}{g_m}$$

La formule ainsi écrite exprimant la valeur de l'impédance totale nous montre que celle-ci comporte deux parties distinctes. La première est l'inverse de la transconductance ($1/g_m$), qui est une composante résistive. La seconde partie contient deux termes: Za et Zb. Si l'une quelconque de ces deux valeurs devient réactive, l'expression $1/g_m \times (Za : Zb)$ représente une réactance. Cette composante réactive n'est autre chose que la réactance introduite aux bornes du circuit oscillant par le modulateur à réactance.

Supposons qu'un des deux éléments, Za plus précisément, soit constitué par une capacité fixe ayant une réactance Xc à la fréquence f. Si Zb est une résistance ohmique de valeur R, la réactance présentée par le modulateur sera égale a: $X_l = (1 : g_m)\ (X_c : R)$

La **figure 4** donne le schéma d'un modulateur par lampe à réactance dans lequel la charge anodique est constituée par C_L et R_L. En l'absence d'un signal B.F. ce circuit présente une certaine réactance, de valeur constante, placée en parallèle sur le circuit oscillant de l'oscillateur, dont les caractéristiques déterminent la fréquence de l'onde porteuse. Par contre, sous l'effet d'un signal BF de modulation, la réactance du modulateur va changer de valeur (et, en conséquence, la fréquence de l'oscillateur également) et va dépendre de l'amplitude du signal BF appliqué sur la grille de la triode.

Fonctionnement en l'absence de modulation - En l'absence de signal B.F. de modulation, la seule tension appliquée au circuit du modulateur est constituée par les oscillations à haute fréquence présentes dans le circuit grille (LC) de la lampe modulatrice. Cette tension est appliquée à la charge anodique du modulateur, c'est-à-dire aux bornes de C_L et R_L. La réactance de C_L est choisie d'une valeur beaucoup plus élevée que la résistance de R_L, c'est donc la réactance **capacitive Xc** qui détermine l'intensité du courant passant dans la charge. Ce courant se trouve être déphasé de 90° environ en avance sur la tension et, en passant dans R_L, il produit une chute de tension qui est elle-même déphasée de 90° par rapport à la tension fournie par l'oscillateur. En effet, la tension présente aux bornes de la résistance est en phase avec le courant qui la traverse; on notera, de même, que la tension recueillie aux bornes de R_L est appliquée à la grille de la lampe à réactance.

Cette tension à haute fréquence appliquée sur la grille de la triode à réactance produit une variation correspondante de son courant anodique. Ces variations sont transmises au circuit oscillant par le con-

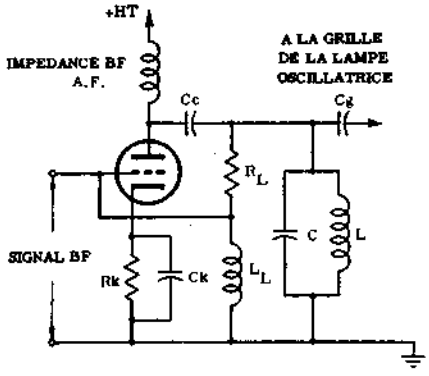


Fig. 6 - Avec cette disposition de R_L et de L_L dans la charge anodique, on obtient encore une fois une réactance capacitive qui varie avec la fréquence du signal BF.

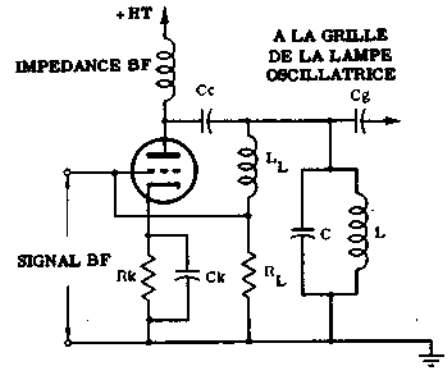


Fig. 7 - Dans ce cas également, par interversion de R_L et de L_L, on obtient une réactance inductive.

densateur de couplage C_c. Toutefois, le courant circulant dans le circuit oscillant est en phase avec la tension haute fréquence — puisque ce circuit oscillant fonctionne sur sa fréquence propre de résonance —, tandis que le courant additionnel fourni par cette même tension est en avance de 90° sur elle. Le courant additionnel, délivré par le tube à réactance, produit donc le même effet qu'un courant issu d'un **condensateur**. La réactance du modulateur travaillant dans de telles conditions peut être calculée au moyen de la formule suivante:

$$X_i = \frac{1}{g_m} \times \frac{X_{LC}}{R_L}$$

dans laquelle, X_i est la réactance « injectée », g_m est la transconductance du tube à réactance, X_{CL} est la réactance capacitive et R_L est la résistance.

Dans l'analyse du comportement des composants de la charge anodique, nous avons appris que la réactance X_i présentée par le modulateur en l'absence de signal BF, est de nature capacitive. Nous pouvons, maintenant, calculer la valeur de cette capacité, sachant que:

$$X_c = \frac{1}{2 \pi f C}$$

Partant de cette formule, nous pouvons écrire des expressions analogues qui nous donneront la réactance de C_L et de C_i, nous aurons:

$$X_c = \frac{1}{2 \pi f C_L} \quad \text{et} \quad X_i = \frac{1}{2 \pi f C_i}$$

En remplaçant, dans la formule donnant la valeur de la réactance « injectée », les termes X_i et X_L par leurs valeurs ci-dessus, nous aurons:

$$\frac{1}{2 \pi f C_i} = \frac{\frac{1}{2 \pi f C_L}}{R} \times \frac{1}{g_m}$$

En simplifiant, nous obtenons la valeur de la capacité additionnelle C_i, qui est égale à: $C_i = g_m \times R_L \times C_L$

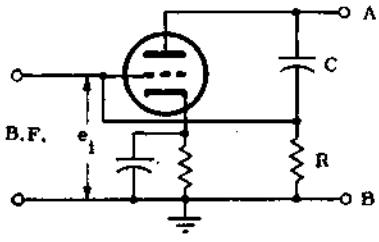
L'effet d'un modulateur à réactance, réalisé comme sur le schéma de la figure 4, en l'absence de signal de modulation BF, est analogue à celui d'un condensateur virtuel de capacité C_i placé en parallèle sur le condensateur d'accord du circuit oscillant de l'oscillateur. Les deux capacités s'ajoutent et — en conséquence — provoquent la diminution de la fréquence de résonance du circuit dans une certaine proportion. Cette nouvelle fréquence de résonance devient donc la fréquence centrale, ou fréquence porteuse, de l'onde modulée en fréquence.

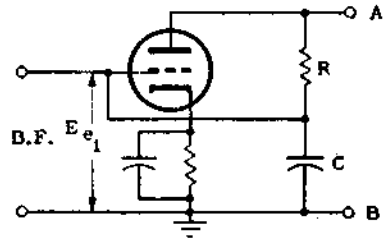
Effet du signal basse fréquence. — L'application d'un signal BF de modulation, d'une fréquence déterminée, sur la grille du tube à réactance, entraîne la présence de deux signaux sur cette même grille: le signal BF, d'une part, et le signal HF, de l'autre. Ce dernier provoque le passage du courant anodique réactif dans la lampe, et le signal BF en fait varier l'intensité, en fonction de son amplitude. Cette variation de réactance, en prenant toujours l'exemple de la figure 4, équivaut à la mise en parallèle d'une capacité variable sur le circuit accordé de l'oscillateur, lequel se trouve être, ainsi, accordé sur une fréquence différente. La tension HF délivrée par l'oscillateur a donc une fréquence différente de celle qu'elle avait en l'absence de tension BF sur la grille du tube à réactance.

L'effet produit par ce signal BF peut être exprimé au moyen de la formule donnant la valeur de la capacité « injectée » dans le circuit, soit:

$$C_i = g_m \times C_L \times R_L$$

Les variations de la tension BF appliquée sur la grille de la lampe à réactance, produisent une variation de la transconductance du tube. La variation de la pente se traduit par une variation de la capacité ajoutée à celle du circuit oscillant — comme le montre la formule ci-dessus — et, en conséquence, par une variation de la fréquence de l'oscillateur, qui se trouve être, ainsi, modulé en fréquence sous l'effet des tensions BF de modulation.





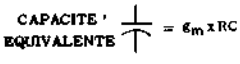


Fig. 8 B - Circuit équivalent à celui de la figure 5. Les éléments C et R sont intervertis.

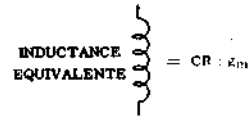


Fig. 8 A - Circuit équivalent au montage de la figure 4. La charge anodique est constituée par C et R .

Eléments constitutifs de la charge anodique — Le schéma de la figure 4, pris jusqu'ici comme exemple, ne représente pas l'unique montage permettant d'adjoindre une lampe à réactance variable sur un oscillateur HF. En effet, on peut, par exemple, intervertir la capacité et la résistance de charge: C_L et R_L, de sorte que la réactance introduite par le modulateur devient **inductive**. N'importe quelle combinaison de résistance et d'inductance, ou de résistance et de capacité (à l'exception de la combinaison inductance-capacité) peut être employée comme charge anodique d'une lampe à réactance variable, destinée à moduler en fréquence un oscillateur HF. On peut rencontrer en tout, quatre combinaisons différentes de charge anodique: résistance et inductance, inductance et résistance, résistance et capacité, capacité et résistance.

Il est évident que la formule exprimant la valeur de la réactance introduite par le modulateur en fonction de g_m, Z_a et Z_b, sera différente dans chacun de ces cas.

Dans la **figure 5** — par exemple — Z_a est constitué par une résistance et Z_b par un condensateur. Les valeurs de ces composants sont choisies de manière que la résistance R_L soit beaucoup plus grande que la réactance de C_L. De ce fait, la tension H.F. fournie par l'oscillateur et appliquée à la charge anodique du tube à réactance, donne naissance à un courant en phase avec elle. Etant donné, comme nous le savons, que le courant traversant un condensateur est en avance de 90° sur la tension appliquée, la tension aux bornes de C_L sera en retard de 90° sur le courant et sur la tension provenant de l'oscillateur. En outre, la tension aux bornes de C_L est la même que celle appliquée sur la grille du tube modulateur à réactance; elle produit une variation du courant anodique de ce tube en phase avec la tension qui lui donne naissance.

Ce courant haute fréquence, transmis au circuit oscillant L_C par le condensateur de couplage C_c, étant en phase avec la tension grille, sera en retard de 90° sur le courant passant dans le circuit oscillant.

Ce retard est semblable à celui produit par une inductance branchée en parallèle sur le circuit accordé. On peut donc dire que — dans ce cas — le modulateur se comporte comme une réactance inductive.

La valeur de l'inductance fictive, représentée par la réactance inductive du modulateur, est calculée au moyen de la formule: $L_I = R_L C_L : g_m$

Comme le montre la **figure 6**, on peut également remplacer Z_a par une résistance ohmique de valeur élevée (R_L) et brancher en Z_b une inductance de faible valeur. Dans ce cas, le modulateur introduit une réactance **capacitive** aux bornes du circuit oscillant. La tension de l'oscillateur appliquée à la charge anodique de la lampe à réactance provoque, dans celle-ci, le passage d'un courant HF dont la phase est déterminée par la forte résistance R_L. Ce courant est donc en phase avec la tension HF appliquée, puisque R_L est grande par rapport à X_L.

Toutefois, nous savons que la tension aux bornes d'une inductance est toujours en avance de 90° sur le courant qui la traverse. En conséquence, la tension aux bornes de l'inductance est en avance de 90°, aussi bien sur le courant que sur la tension HF fournie par l'oscillateur. Etant donné que cette même tension est également appliquée sur la grille de la lampe à réactance, le courant anodique HF de ce tube est en phase avec la tension de grille et en avance de 90° sur la tension délivrée par l'oscillateur. Ce courant étant transmis au circuit oscillant par le condensateur de couplage C_c, il produit le même effet que celui que provoquerait une réactance capacitive (un condensateur) branché aux bornes du circuit accordé.

La valeur de cette capacité fictive peut être calculée ainsi:

$$C_I = g_m \frac{L_L}{R_L}$$

Enfin, si nous intervertissons les positions respectives de la résistance et de l'inductance, comme sur le schéma de la **figure 7**, la lampe à réactance introduit une réactance **inductive** dont la valeur peut être calculée par la formule:

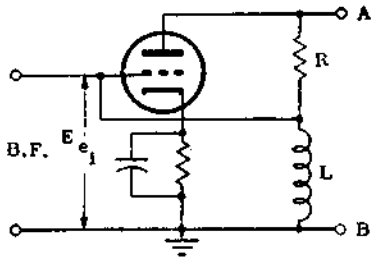
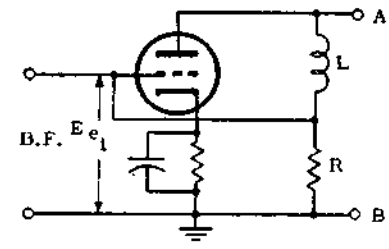


Fig. 8 C - Lampe à réactance avec charge anodique composée de R et de L.



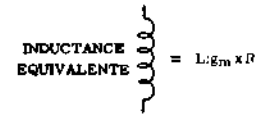


Fig. 8 D - Là encore, les deux éléments R et L ont été intervertis.

$$L_l = \frac{L_L}{g_m \times R_L}$$

Les quatre combinaisons que nous venons de citer, utilisées dans les montages modulateurs par lampe à réactance, sont regroupées dans la **figure 8** qui donne également les formules permettant de calculer la capacité ou l'inductance introduite par le modulateur.

On doit toujours avoir présent à l'esprit que l'impédance Z_a doit nécessairement être plus grande que Z_b, et que c'est ce dernier élément (Z_b) qui détermine la phase du courant produit par la tension HF appliquée à la charge. L'intensité du courant réactif est contrôlée par l'amplitude de la tension basse fréquence de modulation appliquée à la grille de la lampe à réactance. En d'autres termes, Z_a et Z_b déterminent (avec L et C) la fréquence de l'oscillateur, tandis que g_m commande la variation de cette fréquence de part de d'autre de la fréquence de repos, (fréquence porteuse).

Circuit à quadrature. — Le modulateur à réactance est parfois appelé circuit à **quadrature** car la tension HF présente à ses bornes est déphasée, en avance ou en retard, de 90° environ par rapport au courant haute fréquence circulant dans son circuit anodique. Si la résistance de plaque de la lampe est négligeable vis-à-vis de la réactance de la charge anodique, l'angle de phase est très voisin de 90°. Toutefois, étant donné que l'on a toujours une composante résistive et une composante réactive, on n'obtient jamais une quadrature parfaite de ces tensions, c'est-à-dire un déphasage de 90° exactement.

ETUDE D'UN MODULATEUR A REACTANCE

La **figure 9-A** donne le schéma d'un montage modulateur par tube à réactance utilisé dans les émetteurs portatifs. Il se comporte comme une capacité variable branchée en parallèle sur le circuit accordé de l'oscillateur. La section **B** (figure 9) représente le circuit équivalent simplifié, permettant de comprendre plus clairement le fonctionnement de l'ensemble.

Le circuit accordé de plaque de l'oscillateur est constitué par L_1 - C_1 et par la capacité grille-filament de la lampe modulatrice à réactance, cette capacité étant représentée par C_{gf}. Celle-ci se trouve être pratiquement en série avec la résistance R_{75} et en parallèle sur L_2, avec lesquelles elle forme un circuit de déphasage. Etant donné que L_2 est couplée avec L_1, la tension haute fréquence recueillie à ses bornes est déphasée de 180° sur la tension HF de l'oscillateur présente aux bornes du circuit oscillant. La résistance R_{75} est choisie de valeur élevée par rapport à la réactance C_{gf}, et le courant passant dans C_{gf} est donc en phase avec la tension induite provenant de L_2. Toutefois, la tension aux bornes de C_{gf} — appliquée à la grille du tube à réactance — est en retard de 90° sur le courant traversant ce même condensateur.

Puisque la tension de grille est en phase avec le courant anodique, elle se trouve donc être en retard sur la tension et le courant HF de l'oscillateur de 180 + 90°, soit 270°. Ceci revient à dire que le courant anodique de la lampe est en avance de 90° sur le courant circulant dans le circuit accordé de l'oscillateur. Ce déphasage produit un résultat identique à celui que donnerait la mise en parallèle d'une capacité supplémentaire sur le circuit oscillant L_1 - C_1.

Le condensateur C_{28} bloque la tension de polarisation de la grille de l'oscillatrice et l'empêche d'atteindre la grille de commande de la lampe à réactance. La résistance R_{17} joue un rôle identique pour la haute fréquence: elle évite que le circuit du microphone, dont l'impédance est faible, dérive vers la masse les tensions HF présentes aux bornes de C_{gf}.

Pour la modulation en fréquence des petits émetteurs portatifs, dans lesquels l'économie d'une lampe signifie une plus longue durée de vie des piles, on a créé un montage modulateur extrêmement simple. Son fonctionnement est basé sur la variation de perméabilité d'un noyau magnétique et il n'implique pas la nécessité d'utiliser une lampe modulatrice spéciale. En résumé, on se sert de la variation d'inductance qui se manifeste dans un bobinage sur noyau magné-

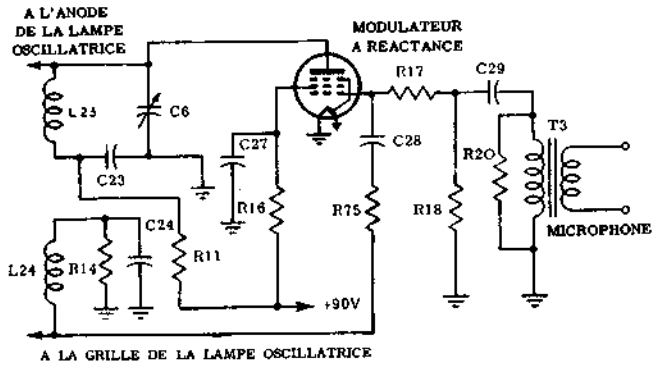


Fig. 9 A - Schéma d'un modulateur à réactance utilisé dans les émetteurs mobiles à modulation de fréquence. La variation de réactance est capacitive.

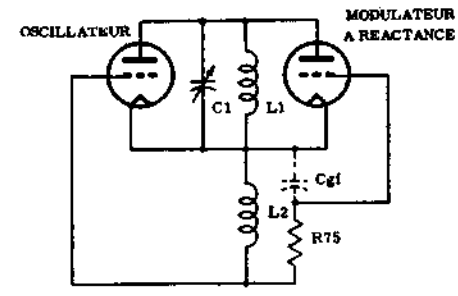


Fig. 9 B - Circuit équivalent au modulateur de la figure 9 A. La capacité Cgf est en parallèle sur le circuit accordé $L_1 - C_1$.

tique, dans lequel le flux varie d'intensité.

L'inductance d'un bobinage change de valeur lorsque l'on fait varier la perméabilité du noyau sur lequel il est bobiné. Si un noyau ferromagnétique fait partie d'un transformateur Basse Fréquence placé dans le circuit anodique d'une lampe amplificatrice, les variations du courant anodique modifient sa perméabilité. Ce phénomène est mis à profit pour faire varier l'inductance d'une fraction du bobinage constituant le circuit oscillant de l'oscillateur; à cet effet, une partie des spires de ce bobinage est bobinée sur le même noyau magnétique que les enroulements du transformateur proprement dits. Ce système permet d'obtenir des variations assez importantes de la fréquence des oscillations avec une très grande simplicité de moyens. Les variations de perméabilité du noyau, sous l'effet des courants BF circulant dans les enroulements du transformateur, font varier l'inductance de la fraction du bobinage placé en série avec la bobine de l'oscillateur, ce qui entraîne une variation de la fréquence de ce dernier au rythme de la modulation.

Toutefois ce système présente l'inconvénient d'introduire une distorsion assez importante, due au fait que le noyau magnétique du transformateur BF doit travailler très près de son point de saturation. Un dispositif de ce genre est utilisé dans les générateurs de signaux FM ou dans les « wobulateurs » servant à la mise au point des récepteurs de télévision.

METHODES INDIRECTES DE MODULATION

Tous les montages destinés à moduler en fréquence une porteuse, décrits jusqu'ici, sont constitués par un oscillateur comportant une réactance variable qui détermine la fréquence instantanée des oscillations. Toutefois, ces montages sont assez instables puisqu'il s'agit d'auto-oscillateurs.

Nous savons que, dans les cas où une grande stabilité de la fréquence porteuse est indispensable, on doit utiliser des oscillateurs pilotés par quartz. Nous avons vu qu'un cristal de quartz peut être assimilé à un circuit résonnant ayant un Q très grand. La fréquence de résonance, est déterminée par les caractéristiques mécaniques du cristal.

Les variations de réactance que l'on peut obtenir au moyen d'un modulateur à réactance (à modulation directe) du type de ceux décrits plus haut, n'ont qu'un effet très peu important sur la fréquence de résonance d'un oscillateur à quartz. En fait, l'oscillateur à cristal demeure parfaitement stable en fréquence, même si on lui adjoint un modulateur de ce type. Par contre, on peut moduler **en phase** le signal produit par l'oscillateur à quartz, puis convertir ce signal modulé en phase en un signal modulé en fréquence ayant la même stabilité que les oscillations dues au cristal Cette modulation de fréquence indirecte est obtenue au moyen de réseaux correcteurs qui convertissent la modulation de phase en modulation de fréquence.

Modulation de phase. — On peut faire varier la phase d'un signal en le faisant passer dans un circuit comportant une résistance et une réactance. Quand on applique une tension alternative à un circuit composé d'un condensateur et d'une résistance en série — par exemple — on sait que le courant est en avance sur la tension appliquée, d'un angle qui est fonction du rapport existant entre la résistance ohmique et la réactance capacitive. Ce courant produit une chute de tension, aux bornes de la résistance, qui est en phase avec le courant lui ayant donné naissance, et qui est donc en avance sur la tension alternative appliquée à l'ensemble du circuit. Si l'on considère la combinaison RC en série comme constituant le circuit d'entrée et que l'on recueille la tension de sortie aux bornes de la résistance, on obtient un déphasage ayant une valeur bien définie.

Si l'on applique un signal à fréquence fixe (oscillateur à quartz) à ce réseau déphaseur, on recueillera, à sa sortie, ce même signal déphasé d'un certain angle. Si l'on fait varier la valeur de la résistance R, l'angle de déphasage de la tension de sortie subira les mêmes variations.

On peut faire varier cette résistance — et, par suite, l'angle de déphasage — par application d'un signal

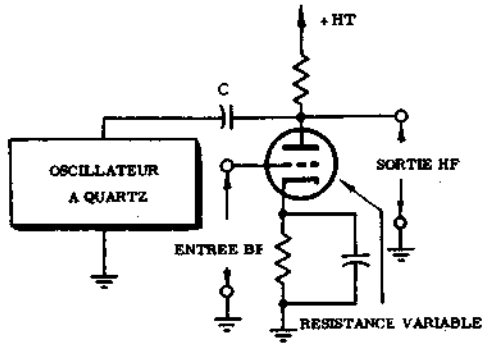


Fig. 10 - Schéma de principe d'un modulateur de phase pour oscillateur à quartz.

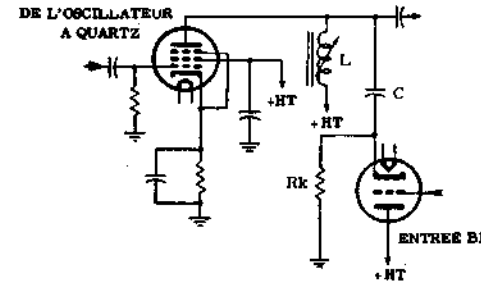


Fig. 11 - Schéma d'un modulateur à modulation indirecte. L'inductance L et la capacité C forment le circuit de déphasage.

BF de modulation. De cette façon, on réalise la modulation de phase du signal produit par l'oscillateur à cristal. A partir de cette modulation de phase, on peut passer à la modulation en fréquence, en conservant la stabilité en fréquence de l'oscillateur initial.

De la modulation de phase à la modulation de fréquence. — La **figure 10** donne le schéma de principe d'un modulateur de phase. Dans ce montage, la résistance variable est remplacée par la résistance interne d'une triode amplificatrice. La résistance interne de ce tube est rendue variable sous l'effet d'un signal appliqué sur sa grille de commande: ceci permet la modulation de phase du signal HF provenant de l'oscillateur à cristal. On constate, en particulier, que lorsque l'amplitude du signal BF de modulation augmente, la résistance interne du tube diminue, tandis que l'angle de phase du signal de sortie augmente, et inversement. Si la variation de phase du signal est trop grande, il se produit également une variation de son amplitude et il en résulte une distorsion. En d'autres termes, la modulation de phase doit être très limitée pour éviter l'introduction de distorsions indésirables. L'angle de déphasage produit ne dépasse pas 25°.

Déphasage à impédance constante — Lorsque la résistance de la lampe modulatrice varie, l'amplitude et la phase de la tension anodique varient également. L'impédance d'entrée du réseau déphaseur change de valeur, produisant une altération de l'impédance aux bornes de laquelle on recueille le signal de sortie. Cet inconvénient peut être évité par l'utilisation d'un circuit de déphasage à **impédance constante.**

La **figure 11** montre justement un modulateur de ce genre. Le circuit déphaseur est constitué, ici, par l'inductance L et la capacité C. On utilise une inductance, au lieu d'une simple résistance, parce que la réactance inductive du bobinage permet de compenser les variations de la réactance du condensateur aux diverses fréquences du spectre sonore. De cette façon, on s'assure aussi bien de la constance du signal modulé que de celle de l'impédance du réseau. Le signal BF de modulation est appliqué au circuit déphaseur à impédance constante par la cathode de la triode qui est chargée par la résistance R_K.

Correction du signal Basse Fréquence — La déviation de fréquence équivalente obtenue au moyen du modulateur de phase est **proportionnelle à la fréquence** du signal BF de modulation. Cet effet est indésirable, car dans tout système de modulation de fréquence, la déviation de fréquence ne doit dépendre que de **l'amplitude** du signal BF. Pour convertir les signaux modulés en phase, en signaux modulés en fréquence, on fait passer les signaux BF dans un simple réseau RC produisant un déphasage de 90°.

La tension de sortie modulée en fréquence est ensuite recueillie aux bornes du circuit déphaseur RC. Si l'on fait en sorte que la résistance du circuit RC soit beaucoup plus grande que la réactance du condensateur pour la BF, l'intensité du courant qui la traverse est pratiquement fonction de la valeur de R. Le courant garde donc une intensité relativement constante lorsque la fréquence varie, puisque la résistance est constante et ne dépend pas de la fréquence.

Par contre, la réactance du condensateur augmente lorsque la fréquence des signaux diminue; toutefois, du moment que cette réactance reste faible devant la résistance ohmique, son effet sur les variations d'amplitude du courant sera très réduit. La tension aux bornes du condensateur sera donc égale au produit de l'intensité du courant, qui reste relativement constante, par la réactance du condensateur dont la valeur est fonction de la fréquence du signal. La tension de sortie sera proportionnelle à la valeur de la réactance de C, et comme cette réactance est inversement proportionnelle à la fréquence du signal, il en résulte que la tension de sortie sera, elle-même, inversement proportionnelle à la fréquence, ce qui est bien l'effet désiré. Ce circuit RC est appelé **circuit correcteur BF** puisqu'il permet de modifier la réponse du modulateur de phase, de manière à produire directement une modulation de phase et — indirectement — une modulation de fréquence.

ETUDE ET MISE AU POINT D'UN RECEPTEUR F. M.

Les instruments nécessaires à la mise au point rationnelle d'un récepteur changeur de fréquence destiné à la réception des émetteurs à FM diffèrent sensiblement de ceux destinés au réglage des récepteurs A.M. Toutefois, ces derniers appareils de mesure permettent d'effectuer, malgré tout, un alignement correct. Nous ne décrirons pas la construction d'un générateur de signal spécial pour F.M., car sa réalisation serait par trop difficile et, pour les mêmes raisons, nous renvoyons à plus tard la description de l'oscilloscope cathodique (autre instrument nécessaire à une mise au point parfaite); lors de cette description, dans une leçon ultérieure, nous expliquerons, d'ailleurs, la méthode générale d'alignement des récepteurs, sans nous référer expressément à un type particulier.

Pour étudier un récepteur F.M., il convient, tout d'abord, de le comparer à un récepteur A.M. (**figure 1**).

FONCTION DES DIFFERENTS CIRCUITS

Partie Haute Fréquence. — L'étage amplificateur haute fréquence doit être relié à une antenne ayant un gain élevé dans la bande de fréquence à recevoir. A la différence des antennes habituellement employées pour la réception des émissions modulées en amplitude, qui se font sur des fréquences relativement peu élevées, les antennes destinées à la réception des émissions F.M. (bande entre 87 et 100 MHz) doivent être des antennes accordées, dont la longueur est voisine de la demi-longueur d'onde du signal à recevoir. Dans une antenne ainsi réalisée (appelée **dipôle**), il se forme des ondes stationnaires qui permettent — par une adaptation correcte des impédances, entre antenne et récepteur — d'utiliser au maximum cette partie du champ électromagnétique, produit par l'émetteur, qui est disponible au point de réception.

Etant donné que les signaux à recevoir sont compris dans une gamme de fréquence assez étendue, l'antenne doit être conçue pour avoir son gain maximum sur la fréquence centrale de la gamme avec une légère atténuation aux fréquences extrêmes. Cette diminution du gain peut être maintenue dans des limites raisonnables par une conception judicieuse, comme nous le verrons en détail dans la leçon consacrée aux antennes.

On appelle fréquence centrale d'une gamme ou bande de fréquence, la fréquence obtenue en prenant la racine carrée du produit des deux fréquences extrêmes. En anticipant un peu, nous dirons que l'aérien le plus simple pour la réception des fréquences élevées (VHF), comme celles employées en modulation de fréquence, est constitué par un dipôle demi-onde, dont la longueur est calculée au moyen de la formule: $l = 142 : f_m$ dans laquelle, l est la longueur de l'antenne en mètres et f_m la fréquence centrale, calculée comme indiqué plus haut. La **figure 2** montre une réalisation pratique de ce type d'aérien.

Pour le calcul d'une antenne demi-onde pour la bande F.M., les fréquences extrêmes servant à déterminer la fréquence centrale seront, évidemment, 87 et 100 MHz. Une antenne dipôle de ce type présente une impédance de 72 ohms en son centre. Il nous suffit de savoir, pour l'instant, qu'un dipôle demi-onde présente une impédance variable tout au long de sa longueur, comme le montre la **figure 3**.

L'impédance en chaque point est fonction des tensions et des courants existant en ces points. Comme on le voit sur la courbe de la figure 3, c'est au milieu de l'antenne que l'impédance est minimale (de l'ordre de 72 ohms). En s'éloignant du centre, l'impédance augmente régulièrement et d'une manière parfaitement symétrique des deux côtés, pour atteindre 2 500 ohms, environ, aux deux extrémités.

Le lecteur se rappelera le principe connu selon lequel, pour obtenir le transfert maximum d'énergie, la résistance de charge doit être égale à la résistance interne de la source. Dans notre cas particulier, pour éviter d'introduire une atténuation importante du signal reçu par l'antenne, la liaison avec le récepteur devra se faire par un câble coaxial ayant une impédance caractéristique de 75 ohms. La tension du signal, transmise de l'antenne au récepteur par cette ligne coaxiale, est appliquée au primaire du transformateur accordé d'entrée du récepteur, dont le rôle est d'adapter l'impédance de l'antenne à l'impédance d'entrée du premier étage et de séparer le signal désiré des autres signaux voisins.

La fonction de l'étage amplificateur HF d'un récepteur à F.M. est en touts points indentique à celle d'un étage similaire d'un récepteur à modulation d'amplitude. Toutefois, le gain en tension de cet étage ne dépassera pas 10, en général, en raison de la largeur de la bande transmise, qui est beaucoup plus grande que celle nécessaire à la modulation d'amplitude. Son gain doit être suffisant pour que le signal reçu par

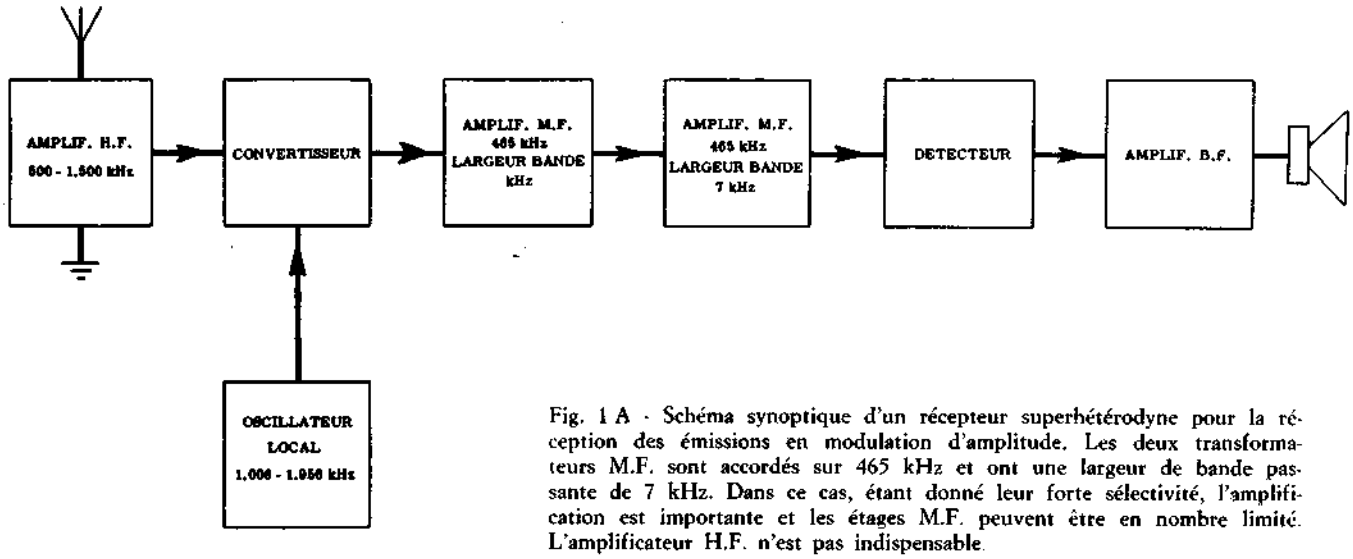


Fig. 1 A - Schéma synoptique d'un récepteur superhétérodyne pour la réception des émissions en modulation d'amplitude. Les deux transformateurs M.F. sont accordés sur 465 kHz et ont une largeur de bande passante de 7 kHz. Dans ce cas, étant donné leur forte sélectivité, l'amplification est importante et les étages M.F. peuvent être en nombre limité. L'amplificateur H.F. n'est pas indispensable.

l'antenne atteigne un niveau tel qu'il ne puisse pas être affecté par le souffle ou le bruit de fond produit par les autres étages du récepteur. Outre cette amélioration du rapport signal/souffle, l'étage amplificateur H.F. permet d'obtenir une importante atténuation de la fréquence image.

On trouve dans le commerce des récepteurs permettant la réception des émetteurs modulés tant en amplitude qu'en fréquence. La **figure 4** donne le schéma d'un transformateur moyenne fréquence convenant à ce type de récepteur; dans ce transformateur, les primaires et les secondaires (accordés sur des fréquences différentes) sont reliés en série entre eux. Etant donné que la fréquence de fonctionnement est très différente, ils n'ont aucune influence réciproque: chacun des circuits couplés laisse passer la fréquence sur laquelle il est accordé et celle-là, seulement.

En d'autres termes, lors du fonctionnement en F.M. le fait qu'un autre circuit LC soit en série aussi bien avec le primaire que le secondaire, n'a aucune conséquence, puisque ce circuit LC laisse passer sans atténuation un signal dont la fréquence est très éloignée de sa fréquence de résonance propre.

Dans ces récepteurs, en raison des nombreuses gammes à recevoir, il est nécessaire d'effectuer la commutation des circuits accordés de l'amplificateur HF. Généralement, trois circuits accordés supplémentaires sont indispensables pour recevoir correctement les émissions F.M., à savoir: un circuit accordé pour l'antenne ou l'étage HF, un circuit accordé pour l'oscillateur local et, enfin, un autre pour l'étage convertisseur. La bande de réception FM est très étendue: 13 MHz contre 1 000 kHz (500 à 1 500 kHz) pour la bande des Ondes Moyennes (modulation d'amplitude).

Etage convertisseur de fréquence. — Le fonctionnement de l'étage convertisseur d'un récepteur à FM est identique à celui de ce même étage, utilisé en modulation d'amplitude, sur des fréquences plus basses. Le problème principal, dans un convertisseur F.M., reste celui de la stabilité de l'oscillateur local. En effet, si — comme nous l'avons indiqué — la fréquence intermédiaire est de 10.7 MHz et si le battement à moyenne fréquence est obtenu par différence, l'oscillateur local devra travailler sur une fréquence, très élevée, de l'ordre de 100 MHz et plus. Cela signifie qu'une instabilité, même assez faible, produit un glissement de la fréquence intermédiaire suffisant pour la rejeter hors de la bande passante des transformateurs moyenne fréquence. Comme il est impossible de penser à stabiliser par quartz l'oscillateur local d'un récepteur de radiodiffusion (en raison, en particulier, des nombreux canaux de réception possibles), il est nécessaire de prévoir d'autres circuits pour contrôler cette fréquence locale. Ces dispositifs spéciaux sont constitués par des tubes à réactance commandés par une tension continue, fournie par un circuit discriminateur et leur fonctionnement s'apparente à celui d'une C.A.V. Il s'agit, en substance, de mesurer l'amplitude (et le signe) du signal démodulé et de faire varier en conséquence la fréquence de l'oscillateur local. La constante de temps du circuit démodulateur doit être suffisamment grande pour éviter un déplacement de la fréquence sous l'effet d'un évanouissement du signal reçu. Ce phénomène est d'ailleurs assez peu fréquent aux fréquences élevées, utilisées en F.M., qui se propagent en ligne directe (propagation optique) et non par réflexion sur l'ionosphère. Les corrections de fréquence ne devront pas se répéter trop fréquemment dans le temps, car le glissement de fréquence de l'oscillateur est un phénomène lent. Des corrections trop fréquentes et trop rapides seraient nuisibles; le déplacement continuel de la fréquence de l'oscillateur local autour de sa valeur moyenne introduirait, en effet, une modulation de fréquence parasite, génératrice de distorsions.

Les variations de fréquence d'un oscillateur sont, on le sait, provoquées par différentes causes: déformation des bobinages sous l'effet de la température, variation des capacités internes des tubes, etc... Un autre inconvénient, particulièrement à redouter dans les convertisseurs fonctionnant sur des fréquences élevées, se produit du fait de la réaction du signal amplifié

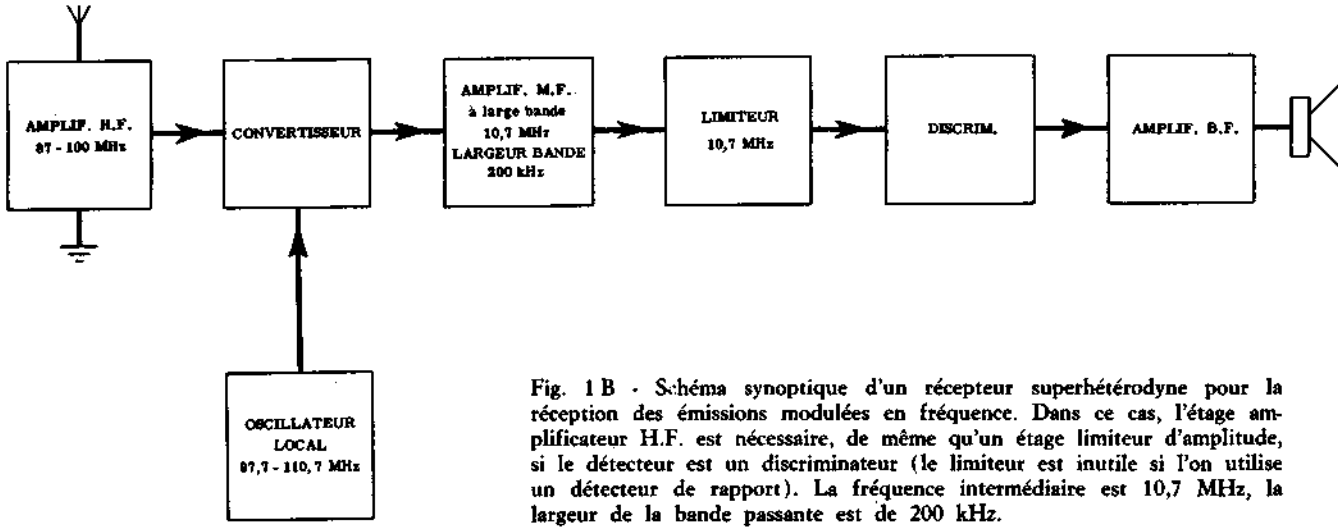


Fig. 1 B - Schéma synoptique d'un récepteur superhétérodyne pour la réception des émissions modulées en fréquence. Dans ce cas, l'étage amplificateur H.F. est nécessaire, de même qu'un étage limiteur d'amplitude, si le détecteur est un discriminateur (le limiteur est inutile si l'on utilise un détecteur de rapport). La fréquence intermédiaire est 10,7 MHz, la largeur de la bande passante est de 200 kHz.

par l'étage H.F. sur l'oscillateur. La fréquence de l'oscillateur ne diffère de la fréquence du signal reçu que de la valeur de la fréquence intermédiaire; étant donné la proximité relative de ces deux signaux, l'oscillateur a tendance à se synchroniser sur la fréquence du signal reçu.

Pour pallier à cet inconvénient, il faut employer une lampe oscillatrice distincte de la lampe convertisseuse (oscillateur séparé) et prévoir un blindage et des découplages efficaces. Un autre moyen pour réduire les glissements de fréquence de l'oscillateur local consiste à utiliser, pour le battement avec le signal incident, un harmonique de l'oscillateur (généralement le deuxième) qui fonctionne, alors, sur une fréquence plus basse. En effet, on stabilise plus facilement un oscillateur fonctionnant sur une fréquence relativement basse, car les éléments du circuit oscillant L.C. ayant des valeurs plus grandes sont moins sensibles aux variations de la température et aux effets des capacités parasites. Dans le cas particulier de la réception des émetteurs F.M., on utilise souvent un oscillateur local dont la fréquence est égale à la fréquence du signal moins la valeur de fréquence intermédiaire. De cette façon, étant donné que la fréquence intermédiaire est de 10,7 MHz, la fréquence de l'oscillateur local est inférieure de 20 MHz à celle que donnait la combinaison précédente. Mais le battement somme peut donner lieu à des fréquences parasites plus élevées susceptibles d'interférer avec les canaux de Télévision.

Cela n'est pas un grave inconvénient si le récepteur est convenablement blindé et si le rayonnement de l'oscillateur local est réduit; néanmoins, certains constructeurs préfèrent obtenir le battement MF par différence, dans le but de réduire cet inconvénient.

Amplificateur Moyenne Fréquence. — Nous avons déjà dit que l'amplificateur moyenne fréquence d'un récepteur F.M. a une bande passante très large et fonctionne sur une fréquence intermédiaire élevée. Pour le reste, ils sont en touts points semblables aux amplificateurs correspondants des récepteurs A.M. Les derniers étages de ces amplificateurs fonctionnent en limiteurs d'amplitude, dont le rôle — nous l'avons vu précédemment — est d'éliminer les variations d'amplitude de l'onde porteuse et les perturbations parasites recueillies pendant le trajet dans l'espace. Ces perturbations, qui ne sont pas détectées lorsqu'on utilise un détecteur de rapport, sont très gênantes dans le cas ou la démodulation se fait au moyen d'un autre type de détecteur, un discriminateur par exemple. Elles doivent être, alors, éliminées dans les étages limiteurs dont nous avons parlé.

Nous devons signaler, encore une fois, que le gain en tension des étages amplificateurs à large bande est beaucoup moins élevé que celui des amplificateurs analogues employés en modulation d'amplitude (à bande étroite). En conséquence, un récepteur à F.M. doit comporter un plus grand nombre de lampes amplificatrices pour fournir un gain total suffisant.

Le gain d'un étage amplificateur à fréquence intermédiaire comprenant un transformateur à deux circuits accordés est donné par la formule suivante:

$$G = \frac{g_m\, 2\pi f k \sqrt{L_p L_s}}{k^2 + (1 : Q_p Q_s)}$$

dans laquelle, g_m est la transconductance de la lampe en mhos, f la fréquence intermédiaire, k le coefficient de couplage, L_p et L_s l'inductance primaire et secondaire et Q_p et Q_s les facteurs de surtension du primaire et du secondaire du transformateur.

Le gain d'un amplificateur à large bande, dans lequel les 2 circuits sont identiques, et au couplage critique ($k = 1 : Q$) et dont les coefficients de surtension des bobinages primaire et secondaire sont égaux, est donné par la formule simplifiée, ci-dessus :

$$G = \frac{g_m\, 2\pi f L Q}{2}$$

Dans cette formule, g_m représente la transconductance de la lampe amplificatrice, et $2\pi f L$ la réactance inductive du circuit à fréquence intermédiaire.

On ne peut utiliser une fréquence intermédiaire de valeur trop basse, car la dérive de l'oscillateur local,

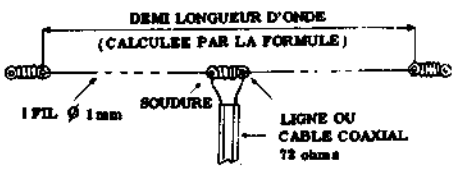


Fig. 2 A - Dipôle pour modulation de fréquence. La longueur totale est égale à la moitié de la longueur d'onde au centre de la bande. L'alimentation se fait par ligne 75 ohms.

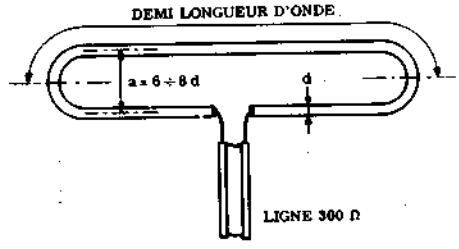


Fig. 2 B - Antenne à dipôle «fermée» pour F.M. Ce type de dipôle présente une résistance d'irridiation qui est à peu près quatre fois celle du dipôle normal.

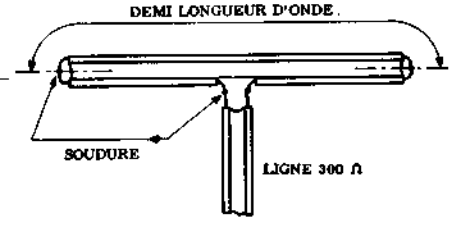


Fig. 2 C - Variante de construction du dipôle fermé de la figure 2 B. Cette antenne peut être réalisée par quiconque, étant donné sa simplicité due à l'emploi d'un morceau de « Twin Lead » coupé à la longueur exacte.

même très faible ou compensée, serait suffisante pour rejeter le signal en dehors de la bande passante de l'amplificateur. D'autre part, la fréquence intermédiaire devra être très supérieure à la largeur de la bande à transmettre, qui est de 200 kHz. Le choix de la fréquence intermédiaire dépend, en outre, d'autres facteurs qui sont: l'atténuation de la fréquence image, la suppression des interférences se produisant entre émetteurs séparés en fréquence d'une valeur égale à la fréquence intermédiaire, ainsi que la suppression des interférences provoquées par les harmoniques de l'oscillateur local ou des battements entre ces harmoniques et les signaux extérieurs de forte amplitude.

Les interférences dues aux battements entre deux émetteurs peuvent être réduites si la fréquence intermédiaire est très supérieure à la largeur de bande occupée par le signal modulé en fréquence.

Certaines perturbations peuvent se produire lorsque les harmoniques — même très faibles — de l'oscillateur local viennent battre, dans l'étage convertisseur, avec un signal incident d'intensité notable. La lampe convertisseuse saturée fonctionne alors en diode modulatrice et il se produit le phénomène bien connu de l'intermodulation: c'est-à-dire que, sous l'effet de la saturation provoquée par le signal très puissant, il se produit des battements entre ce signal et tous les autres signaux entrant dans la lampe, le résultat étant que toute la gamme semble occupée par des stations qui sont en réalité inexistantes.

Ce phénomène se produit très souvent à proximité des émetteurs puissants, là où le champ rayonné par l'antenne émettrice est très intense. Il peut être atténué, et même supprimé en plaçant à l'entrée du récepteur des filtres ou pièges destinés à atténuer le signal particulièrement puissant, tout en permettant le passage normal des autres émissions. Donnons un exemple numérique pour éclaircir au maximum ce qui advient dans le cas d'un battement entre un signal très puissant et un harmonique de l'oscillateur local.

Supposons, ce qui est le cas général, que la fréquence intermédiaire du récepteur soit de 10,7 MHz et que la fréquence de la porteuse de l'émetteur reçu soit 86 MHz.

L'oscillateur local sera donc accordé sur 86 + 10,7 = 96,7 MHz. Supposons qu'un signal très puissant sur 102,05 MHz donne naissance dans ce récepteur (par saturation de la lampe convertisseuse) à un harmonique sur 204,1 MHz. Le battement de cet harmonique avec le second harmonique de l'oscillateur local (193,4 MHz) donne naissance à un signal dont la fréquence est de 10,7 MHz, soit exactement la valeur de la fréquence intermédiaire. Il s'ensuit que le récepteur, bien qu'étant accordé sur un émetteur travaillant sur 86 MHz, sera perturbé par un émetteur puissant, travaillant sur 102,05 MHz. Cette perturbation (intermodulation) se produit, comme nous l'avons vu, à l'intérieur du récepteur lui-même et ne doit pas être confondue avec l'autre phénomène, interne lui aussi, de la fréquence image. En reprenant les chiffres de cet exemple, cette fréquence image devrait avoir une fréquence égale à 96,7 + 10,7 = 107,4 MHz.

L'intermodulation peut être réduite, également, en augmentant la sélectivité des circuits accordés d'entrée, de telle sorte que les signaux puissants situés en dehors de la bande passante de ces circuits soient fortements atténués.

La lampe oscillatrice doit avoir une capacité interne très faible; les tensions doivent être, autant que possible, stabilisées et les circuits accordés doivent être pourvus de condensateurs à coefficient de température convenable.

Schéma type d'un récepteur à Modulation de Fréquence. — Il est représenté sur les **figures 5-A. et. 5-B** et comprend tous les étages jusqu'au démodulateur. La C.A.V. n'est pas appliquée aux étages d'entrée, contrairement à l'usage courant en M.A., car ces étages doivent toujours travailler avec leur sensibilité maximale pour obtenir une limitation d'amplitude plus efficace dans l'étage limiteur. La tension de C.A.V. est obtenue à la sortie du détecteur de rapport et appliquée sur les grilles de commande des lampes V_4 et V_5.

Les étages à fréquence intermédiaire sont accordés

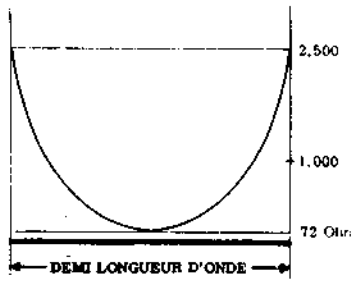


Fig. 3 - Cette courbe montre la variation de l'impédance le long d'un dipôle. La valeur de l'impédance en chaque point est déterminée par les valeurs de tension et de courant y existant. L'impédance minimale est, on le voit, au centre.

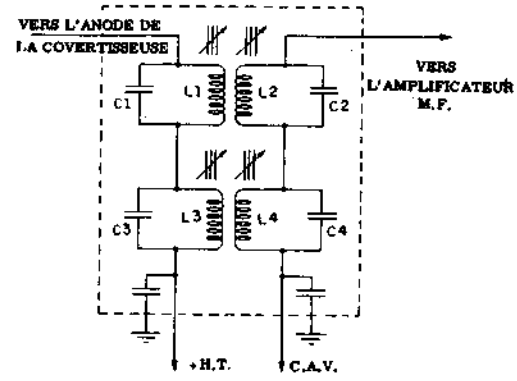


Fig. 4 - Schéma électrique d'un transformateur M.F. pour récepteur mixte destiné à la réception, soit des émissions à modulation de fréquence, soit des émissions à modulation d'amplitude. Les enroulements primaires sont en série entre eux: de même les enroulements secondaires. Les sections F.M. sont en haut.

sur 10.7 MHz et l'oscillateur local (V_2) est accordé dans une bande de fréquence supérieure à celle reçue, c'est-à-dire qu'il couvre une gamme s'étendant de 87 + 10.7 = 97.7 MHz à 100 + 10.7 = 110.7 MHz. Son montage est étudié et réalisé en vue d'obtenir une bonne stabilité en fréquence. L'étage convertisseur est équipé d'un tube pentagrille (heptode) V_3. L'amplificateur moyenne fréquence comporte des pentodes à pente variable et les transformateurs MF ont une bande passante de 200 kHz.

Le détecteur de rapport est équipé d'une double-diode (V_6). La B.F. recueillie à la sortie du démodulateur est amplifiée par un amplificateur BF classique non représenté sur ce schéma. L'alimentation est également classique et n'a pas été non plus représentée.

On remarquera que sur ce schéma ont été figurées les formes d'onde du signal à l'entrée et à la sortie de chaque étage, pour bien faire comprendre le fonctionnement de ceux-ci. Cela permet de se rendre compte, d'une manière visible et détaillée, des différentes modifications que le signal subit au cours de son trajet entre l'antenne et la sortie du détecteur de rapport. Cette sortie constitue — à travers un potentiomètre de réglage du volume sonore — la tension d'entrée de l'amplificateur basse fréquence.

ALIGNEMENT DES RECEPTEURS A MODULATION DE FREQUENCE

Nous avons étudié la manière dont doit être effectué l'alignement d'un récepteur superhétérodyne pour la modulation d'amplitude.

Les récepteurs à F.M. requièrent — pour leur alignement rigoureux — l'utilisation d'appareils spéciaux, souvent peu accessibles à l'amateur ou au dépanneur. Toutefois, comme nous le verrons plus loin, l'alignement de ces récepteurs peut également se faire au moyen d'un simple générateur de signaux HF du type de ceux déjà décrits dans ce Cours. Répétons pourtant que, si l'on veut obtenir des résultats véritablement satisfaisants, il est indispensable d'utiliser des instruments plus compliqués et plus coûteux.

L'oscilloscope à rayons cathodiques — par exemple — est l'un de ceux-ci; nous l'avons déjà cité à maintes reprises, mais le déroulement normal de notre programme n'a pas encore permis d'en entreprendre la description détaillée. Elle fera l'objet d'une prochaine leçon, à la suite de laquelle certaines des explications données jusqu'ici paraîtront plus claires.

Pour le moment, il suffit de savoir que le tube à rayons cathodiques — à qui l'on doit, en particulier, la télévision actuelle — est un instrument qui permet **de voir** sur un écran la forme d'onde d'un signal simple ou complexe, ou la courbe de réponse d'un circuit accordé ou d'un transformateur, c'est-à-dire le comportement de ce circuit dans une bande de fréquence déterminée. Le générateur de signal HF modulé en fréquence — autre instrument pour cet usage particulier — permet d'introduire en divers points du récepteur à aligner, des signaux identiques à ceux qu'il devra recevoir réellement.

Mais, il est bien évident qu'avec un simple générateur HF modulé en amplitude (dans lequel on a supprimé la modulation basse fréquence), il est possible de faire varier manuellement, d'une manière régulière, la fréquence du signal injecté et de mesurer par des lectures successives l'amplitude du signal de sortie correspondant. Ce procédé est évidemment beaucoup moins pratique et plus long. L'exposé que nous faisons de la méthode d'alignement d'un récepteur à modulation de fréquence doit être pris dans le sens général.

En conclusion, nous préciserons que les méthodes d'alignement possibles sont: celles basées sur l'utilisation d'un instrument de mesure de la tension de sortie et celles faisant usage d'un instrument permettant de visualiser directement la courbe de réponse. Dans la première méthode, le relevé de la courbe se fait **point par point** au moyen d'un voltmètre à forte résistance interne (20 000 ohms/V, ou plus) ou — mieux encore — d'un voltmètre à lampe, et d'un générateur de signaux HF classique couvrant la gamme sur laquelle le récepteur doit fonctionner, ainsi que la fréquence intermédiaire. Ce générateur peut être celui dé-

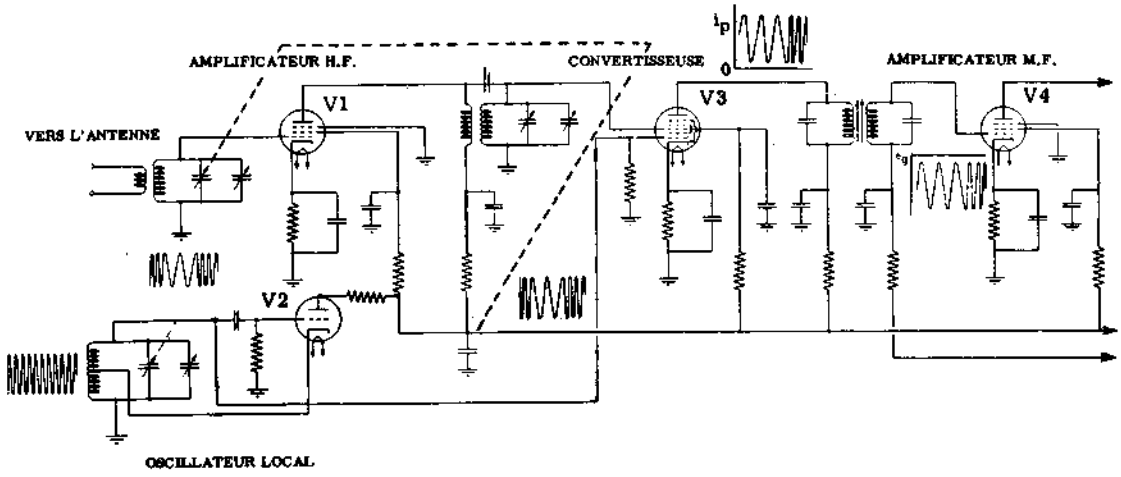


Fig. 5 A - Schéma de principe des étages d'entrée d'un récepteur à modulation de fréquence. On utilise une oscillatrice séparée.

crit dans notre 68ème leçon, du type à fréquence variable, et pour cet usage il sera employé sans modulation BF. Pour l'alignement visuel, par contre, il est nécessaire de disposer d'un générateur HF modulé en fréquence, couvrant la gamme requise, et d'un oscilloscope cathodique.

Le générateur modulé en fréquence est appelé « wobbulateur »; il fournit des signaux dont la fréquence varie d'une manière régulière et périodique (à la fréquence de 50 Hz, généralement) autour d'une fréquence centrale (porteuse). On y adjoint très souvent un générateur à fréquences fixes, piloté par quartz, que l'on appelle « marqueur », dont le rôle est de fournir des signaux apparaissant sous forme de traits verticaux (ou « pips ») sur l'écran du tube cathodique et qui servent de points de référence.

Dans tous les cas il convient, avant de commencer les opérations d'alignement, de mettre sous tension le récepteur et les appareils de mesure au moins dix minutes à l'avance, afin qu'ils atteignent leur température de fonctionnement normal et que leur fréquence soit stabilisée. Ceci permet d'obtenir une meilleure stabilité électrique, tant en ce qui concerne les différentes tensions d'alimentation que l'amplitude et la fréquence des signaux.

Tout comme nous l'avons vu à propos des récepteurs à modulation d'amplitude, l'alignement se fait en commençant par le dernier transformateur moyenne fréquence (celui attaquant le démodulateur) et en remontant vers les étages convertisseur et amplificateur HF, pour terminer en injectant le signal directement sur la prise d'antenne.

ALIGNEMENT AVEC UN VOLTMETRE

Réglage d'un démodulateur à discriminateur — Les différentes opérations se feront dans l'ordre suivant :

a - Accorder le générateur sur la fréquence nominale intermédiaire du récepteur (10,7 MHz) et relier le générateur (onde non modulée) à la grille de la lampe limiteuse qui précède immédiatement le discriminateur.

b - Brancher le voltmètre **pour courant continu à** forte résistance (ou le voltmètre à lampe pour tensions continues aux bornes **d'une** des résistances de charge du discriminateur. Régler le primaire du transformateur du discriminateur pour obtenir la déviation maximale de l'aiguille du voltmètre. Si cette dernière dévie vers la gauche, inverser le sens de branchement. Choisir la sensibilité de l'instrument de manière que l'aiguille dévie jusqu'au milieu de l'échelle. Ensuite, sans toucher ni à l'amplitude, ni à la fréquence du signal injecté, brancher le voltmètre aux bornes de la charge totale du discriminateur. Régler le secondaire du transformateur du discriminateur pour obtenir une tension de sortie nulle (l'aiguille du voltmètre doit revenir au zéro). Etant donné que la tension de sortie doit être nulle lorsque le secondaire est parfaitement accordé sur la fréquence porteuse, il est très utile de pouvoir disposer, pour ce réglage, d'un voltmètre avec zéro central (presque tous les voltmètre à lampe permettent cette disposition spéciale); on peut ainsi régler avec précision le secondaire du transformateur, les légers désaccords étant indiqués par une déviation de l'aiguille vers la gauche ou vers la droite, selon le sens de l'erreur. Dans tous les cas, le secondaire du transformateur du discriminateur doit être accordé de telle sorte que la tension de sortie soit nulle (en l'absence de modulation, évidemment).

Réglage d'un détecteur de rapport — **a** - Un détecteur de rapport ne délivre aucune tension de sortie pour des signaux non modulés en fréquence. En outre, il n'est généralement pas précédé d'étages limiteurs d'amplitude. Pour cette raison, lors de l'alignement d'un récepteur équipé d'un détecteur de rapport, le générateur HF doit être branché sur la grille du dernier étage amplificateur à fréquence intermédiaire.

b - Pour aligner le détecteur de rapport (voir **figure 6**), brancher le générateur, comme indiqué ci-dessus, et l'accorder sur la fréquence intermédiaire (10,7

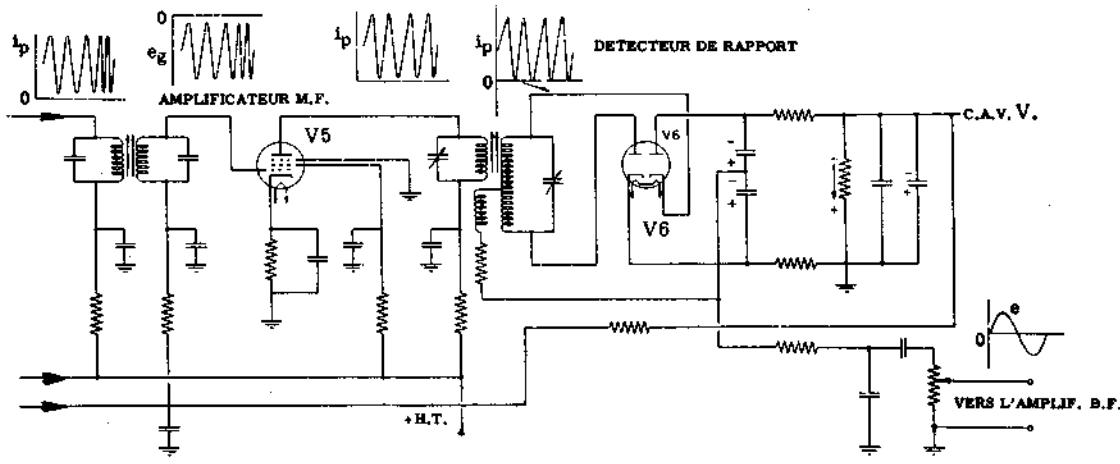


Fig. 5 B - Suite du schéma de la figure 5. Les étages amplificateurs MF sont au nombre de deux et il n'y a pas d'étage limiteur, puisque le démodulateur est un détecteur de rapport.

MHz). Brancher un voltmètre à forte résistance interne aux bornes de R_1 et régler le primaire du transformateur de manière à obtenir la tension de sortie maximale.

c - Pour aligner le secondaire, il faut diviser la résistance de charge en deux parties égales. Ceci peut se faire en branchant provisoirement deux résistances de 100 000 ohms chacune (R_2 et R_3 de la figure 6) aux bornes de la résistance de charge réelle, R_1. Le voltmètre sera branché entre le point de jonction de ces deux résistances et la borne de sortie BF (entre les points X et Y, sur la figure). Le secondaire du transformateur sera alors accordé de manière que la tension lue sur le voltmètre soit nulle.

Alignement des étages MF et du limiteur — **a** - Dans les récepteurs comportant un **détecteur de rapport**, les étages amplificateurs à fréquence intermédiaire sont alignés en mesurant la tension de sortie du démodulateur pendant les différentes opérations. Pour cela, le voltmètre restera branché aux bornes de la résistance de charge du détecteur de rapport (par exemple, R_1 de la figure 6).

b - Accorder le générateur HF sur la fréquence intermédiaire et injecter le signal sur la grille de chaque étage MF, successivement, en commençant par celui qui précède immédiatement le démodulateur et en remontant vers l'étage convertisseur.

Régler chaque transformateur pour obtenir la tension de sortie maximale.

c - Dans les récepteurs comportant un démodulateur à **discriminateur**, on trouve un ou deux étages limiteurs d'amplitude placés immédiatement avant le discriminateur. Ces étages doivent être alignés avant les étages amplificateurs à fréquence intermédiaire.

d - Si le récepteur comporte deux étages limiteurs couplés par transformateur, l'alignement se fera de la manière suivante:

Brancher le générateur HF (accordé sur la fréquence intermédiaire, 10,7 MHz) sur la grille de la première lampe limiteuse. Si le circuit grille du limiteur comprend deux résistances en série, brancher le voltmètre entre leur point de jonction et la masse. Régler le transformateur de couplage entre les deux limiteurs pour obtenir la déviation maximale de l'aiguille du voltmètre. L'amplitude du signal fourni par le générateur doit être assez faible pour que la limitation ne se produise pas et pour que la déviation de laiguille augmente ou diminue brusquement, lorsqu'on fait varier l'accord des circuits.

e - L'alignement des étages à fréquence intermédiaire se fera, ensuite, de la manière indiquée plus haut (paragraphes a et b). La seule différence réside dans le fait que le voltmètre — dans ce cas — doit être branché aux bornes de la résistance de grille du premier limiteur, au lieu de l'être sur la charge du démodulateur. Les étages amplificateurs à fréquence intermédiaire seront accordés au maximum de déviation de l'aiguille du voltmètre.

Alignement des étages HF - convertisseur - oscillateur — L'alignement de ces différents étages se fera de la même manière que celle que nous avons préconisée lors de notre étude sur les récepteurs à modulation d'amplitude. Le générateur de signaux HF doit pouvoir être accordé dans la même gamme de fréquence que celle sur laquelle fonctionne le récepteur (gamme VHF); en outre, ce signal doit pouvoir être modulé en fréquence ou, à la rigueur, être **non** modulé (porteuse pure).

Le voltmètre restera branché comme pour l'alignement des étages à fréquence intermédiaire (voir plus haut, selon que le récepteur comporte un discriminateur ou un détecteur de rapport). Les opérations consistent simplement à régler les différents circuits accordés pour obtenir la déviation maximale de l'aiguille de l'instrument de mesure.

ALIGNEMENT AVEC UN OSCILLOSCOPE

Alignement des étages à fréquence intermédiaire

a - L'utilisation d'un oscilloscope cathodique et d'un générateur modulé en fréquence permet d'obtenir de bien meilleurs résultats dans l'alignement des étages

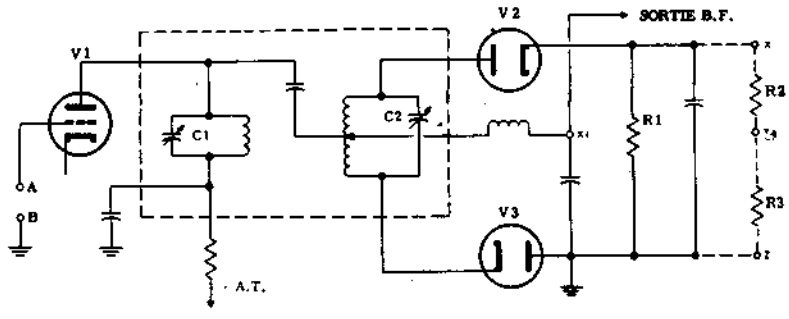


Fig. 6 - Schéma de principe d'un détecteur de rapport. Pour son alignement, il faut accorder d'abord le primaire du transformateur en agissant sur CI pour obtenir la tension de sortie la plus grande. Pour régler le secondaire, il faut brancher en parallèle sur la charge normale, deux résistances égales R2 et R3 (voir le texte).

amplificateurs MF, que ceux pouvant être obtenus au moyen d'un générateur ordinaire et d'un voltmètre. Par ce procédé, il est en effet possible de voir directement; sur l'écran, la courbe de réponse totale et de régler au mieux la bande passante de l'amplificateur. La courbe représentée à la **figure 7** est justement la courbe de réponse typique d'un tel amplificateur. Le sommet de cette courbe doit correspondre exactement à la fréquence émise en l'absence de modulation (porteuse). Pour s'assurer que ce sommet correspond à la valeur nominale de la fréquence intermédiaire et que la bande passante a bien la largeur nécessaire, il convient de pouvoir disposer de signaux de référence (marqueur). Ces signaux, convenablement injectés dans le circuit que l'on veut aligner (en même temps que le signal modulé en fréquence), donnent des points de repère facilement identifiables, car ils sont visibles, sur l'écran, sous forme de petites déviations abruptes de la trace lumineuse (appelées « pips »). N'importe quel générateur HF, pourvu qu'il soit convenablement étalonné et qu'il puisse être accordé sur une fréquence de référence non modulée, peut servir de « marqueur ». Certains générateurs spéciaux fournissent simultanément plusieurs signaux de référence. Pour obtenir trois « pips », comme sur la figure 7, il faut injecter trois signaux de référence, dont les fréquences sont respectivement égales à celle du centre de la bande et aux deux extrémités de la bande passante dans laquelle est accordé l'amplificateur à fréquence intermédiaire. D'ordinaire, il suffit de disposer du seul signal de référence correspondant au centre de la bande, à moins que la largeur de la bande passante à obtenir ne soit extrêmement critique.

b - L'alignement des étages à fréquence intermédiaire, par cette méthode, se fait en reliant l'entrée de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope aux bornes de la résistance de grille de l'étage limiteur. Le générateur modulé en fréquence est branché sur la grille du dernier étage amplificateur moyenne fréquence. La figure 7 montre les branchements à effectuer.

c - On doit régler les condensateurs ajustables en parallèle sur les enroulements primaire et secondaire du transformateur (ou les noyaux des bobines) de telle sorte que la courbe de réponse désirée apparaisse sur l'écran du tube cathodique.

d - Aligner, ensuite, les autres étages amplificateurs moyenne fréquence en remontant vers l'étage convertisseur et en répétant, chaque fois, les opérations indiquées au paragraphe c) ci-dessus.

Alignement discriminateurs et détecteurs de rapport

Discriminateurs — La **figure 8** représente le schéma synoptique des branchements à réaliser entre le récepteur et les instruments de mesure. Les deux « pips » de référence indiqués sur l'écran peuvent être obtenus en injectant deux signaux dont les fréquences correspondent respectivement aux limites de la bande passante.

Relier l'entrée de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope à la sortie (BF) du discriminateur. Injecter le signal du générateur HF modulé en fréquence sur la grille du dernier étage limiteur d'amplitude. La tension de balayage, fournie par le générateur HF, sera envoyée à l'amplificateur horizontal de l'oscilloscope (« synchronisme » sur la figure 8). Si le discriminateur est correctement réglé, il apparaîtra sur l'écran une courbe en forme de « S », parfaitement centrée et régulière. Si l'on dispose d'un signal de référence correspondant à la fréquence centrale de la bande passante (10,7 MHz), l'alignement du discriminateur sera grandement facilité. Si la linéarité est bonne, le « pip » correspondant à cette fréquence devra apparaître au milieu de la partie droite de la courbe. Une courbe en « S » pointue ou imparfaite dénonce un mauvais accord de l'enroulement primaire; pour y remédier, il faut régler le primaire du transformateur du discriminateur, jusqu'à obtenir une courbe en « S » ayant l'amplitude maximale et les sommets bien arrondis. Le secondaire du discriminateur sera réglé de manière à étendre au maximum la partie rectiligne de la courbe; si l'on dispose d'un signal marqueur au milieu de la bande passante, ce réglage permettra de centrer la

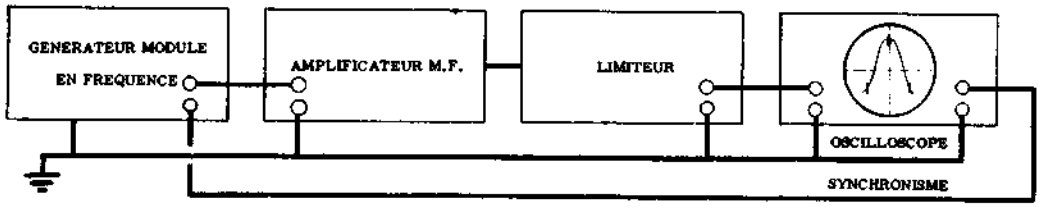


Fig. 7 - Branchement des instruments de mesure pour l'alignement des étages MF au moyen d'un oscilloscope.

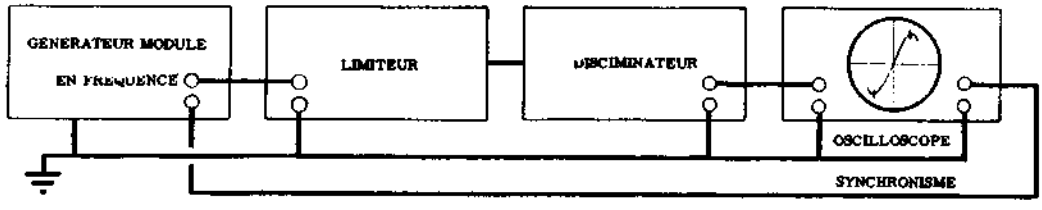


Fig. 8 - Branchement des instruments de mesure pour l'alignement du discriminateur au moyen d'un oscilloscope.

courbe par rapport à ce « pip » de référence.

Détecteur de rapport — L'alignement des récepteurs à modulation de fréquence comportant un détecteur de rapport se fera en reliant le générateur modulé en fréquence à la grille de la lampe du dernier étage amplificateur à fréquence intermédiaire. L'amplificateur vertical de l'oscillosocpe sera branché aux bornes de sortie BF du détecteur.

Si l'alignement est correct, on doit obtenir, également dans ce cas, la courbe en « S » citée précédemment à propos du discriminateur. La ressemblance entre les deux procédés se limite toutefois à cela. Si le secondaire du transformateur d'entrée du détecteur est désaccordé, la courbe de réponse affecte la forme « en cloche », bien connue (voir figure 8, page 582).

L'alignement se fera donc en désaccordant le secondaire du transformateur de détection; une courbe en forme de cloche apparaîtra, alors, sur l'écran du tube cathodique. On règlera, ensuite, le primaire de ce transformateur pour obtenir l'amplitude maximale de cette courbe. On procedera, ensuite, à l'alignement des autres étages à fréquences intermédiaire — comme indiqué plus haut —, l'un après l'autre, en remontant vers l'étage mélangeur. Puis, en dernier lieu, on réglera la secondaire du trasformateur du détecteur de rapport de manière à obtenir la courbe de réponse en forme de «S». La présence d'un signal marquer au milieu de la bande passante est très utile pour centrer exactement la partie rectiligne de la courbe.

Alignement Etages HF - Convertisseur - Oscillateur

a - L'oscilloscope peut également être utilisé pour aligner les étages HF, mélangeur et oscillateur. L'entrée de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope devra être branchée aux bornes de la résistance de grille de l'étage limiteur, tandis que le signal modulé en fréquence, provenant du générateur HF, sera appliqué à la prise antenne du récepteur. La disposition des instruments est la même que celle de la figure 7, à l'exception du point où doit être relié le générateur HF.

b - Accorder le générateur et le récepteur sur la même fréquence, vers l'extrémité haute de la gamme à recevoir (aux environ de 98 MHz, par exemple). Ceci doit être fait à l'aide d'un générateur « marqueur » étalonné avec précision, ou d'un fréquencemètre. La déviation en fréquence, ou « swing », du signal fourni par le générateur FM (wobbulateur), devra être au moins deux fois plus grande que celle des signaux à recevoir, par la suite. Cette forte déviation permettra de voir, sur l'écran de l'oscilloscope, la totalité de la courbe de réponse du récepteur.

c - Régler le condensateur ajustable se trouvant en parallèle sur le circuit accordé de l'oscillateur (et ceux pouvant se trouver, également, sur les circuit de l'amplificateur HF ou de la mélangeuse) pour obtenir l'amplitude maximale de la courbe visible sur l'écran du tube cathodique.

d - Répéter cette même opération sur une fréquence située vers l'extrémité inférieure de la gamme à recevoir (aux enivrons de 88 MHz, par exemple, en réglant, cette fois-ci, les condensateurs ajustables placés en série (padding) dans ces mêmes circuits.

e - On notera l'amplitude de la courbe de réponse à ces deux fréquences d'alignement (opérations c et d) et l'on répètera les opérations ci-dessus aux deux extrémités de la gamme, pour s'assurer qu'aucune amélioration n'est possible.

f - L'alignement terminé, vérifier l'exactitude de l'étalonnage du cadran du récepteur. Cette opération s'effectue en contrôlant le fonctionnement du récepteur sur différentes fréquences de la gamme à recevoir. Régler avec soin le générateur HF modulé en fréquence et le marqueur sur chacune de ces fréquences et observer la courbe de réponse sur l'écran du tube cathodique. Si l'alignement et l'étalonnage du récepteur sont corrects, on verra que les « pips » de référence se trouveront toujours aux mêmes points sur la courbe de réponse, et que cette courbe, elle-même, garde une amplitude constante quelle que soit la fréquence sur laquelle ce contrôle est effectué.

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 79 et 80

N. 1 — Combien existe-t-il de procédés permettant de moduler en fréquence un oscillateur haute fréquence ?

N. 2 — Quels sont les procédés de modulation directe ?

N. 3 — En quoi consiste le procédé indirect ?

N. 4 — Quels sont les systèmes permettant d'obtenir la plus grande stabilité de la porteuse au moyen d'un oscillateur à quartz ?

N. 5 — Quelles sont les principales parties d'un récepteur à modulation de fréquence ?

N. 6 — Dans un circuit limiteur en série, quand la limitation se produit-elle ?

N. 7 — A quel moment la diode se comporte-t-elle comme un circuit ouvert vis-à-vis du signal?

N. 8 — Pour quelle raison l'étage limiteur est-il indispensable avec un discriminateur, tandis qu'il est inutile avec un détecteur de rapport ?

N. 9 — En quoi consiste — en principe — le contrôle automatique de fréquence ?

N. 10 — Quels sont les moyens permettant d'effectuer l'alignement d'un récepteur pour la modulation de fréquence ?

N. 11 — Lequel d'entre eux est le plus complet ? Pourquoi ?

N. 12 — Quelles sont les conditions nécessaires pour réaliser l'alignement correct d'un récepteur à modulation de fréquence au moyen d'un générateur HF du type de ceux employés pour l'alignement des récepteurs à modulation d'amplitude ?

N. 13 — Quelle doit être la forme de la courbe obtenue sur l'écran du tube à rayons cathodiques pour un alignement correct ?

N. 14 — Peut-on aligner un récepteur avec un seul signal « marqueur » de référence ?

N. 15 — Pour un alignement parfait, combien doit-on disposer de signaux « marqueurs » ?

N. 16 — Quelle doit être la forme du signal à la sortie du démodulateur en l'absence de modulation ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 619

N. 1 — L'amplitude du signal capté par l'antenne et l'amplitude qu'il doit atteindre pour que le démodulateur fonctionne correctement et fournisse une tension BF suffisante.

N. 2 — En classe A.

N. 3 — Les étages amplificateurs MF, en raison de la valeur différente de la fréquence intermédiaire, et l'étage démodulateur.

N. 4 — Eliminer la fréquence image et amplifier le signal reçu.

N. 5 — En utilisant l'harmonique 2 de la fréquence de l'oscillateur, en employant des condensateurs insensibles aux variations de température et, éventuellement, en stabilisant les tensions d'alimentation.

N. 6 — Parce que — en raison de la largeur de bande nécessaire — le gain de chaque étage est moins grand qu'en AM.

N. 7 — En utilisant un double changement de fréquence.

N. 8 — De la largeur de la bande passante, du montage employé et des caractéristiques des lampes.

N. 9 — Comme un modulateur à faible niveau. La fréquence de l'oscillateur local étant la porteuse et le signal reçu, la modulation.

N. 10 — A maintenir rigoureusement constante l'amplitude des signaux appliqués au discriminateur.

N. 11 — L'élimination des variations d'amplitude du signal reçu, ainsi que des perturbations éventuelles.

N. 12 — Les étages amplificateurs à fréquence intermédiaire.

N. 13 — De la qualité des transformateurs MF, de la rigidité des connexions et du blindage entre les divers composants.

N. 14 — Un détecteur pour AM n'utilise qu'une seule diode, tandis qu'un démodulateur pour FM en nécessite deux.

N. 15 — Les avantages sont une bonne linéarité et la simplicité de son alignement. L'inconvénient principal réside dans sa faible sensibilité, d'où la nécessité de prévoir une amplification HF et MF plus importante.

N. 16 — Il offre l'avantage d'être insensible aux variations d'amplitude du signal, d'où suppression de l'étage limiteur; en outre, sa sensibilité est très grande et il est inutile d'avoir une très forte amplification préalable. Par contre, le transformateur de liaison est plus compliqué et plus délicat, et son alignement est plus critique et plus difficile.

N. 17 — Parce qu'elle permet la transmission, donc la réception, d'une gamme de fréquences acoustiques plus grande, d'où une reproduction plus fidèle des sons.

N. 18 — L'amplificateur BF d'un récepteur FM doit être de meilleure qualité; il est souvent du type à « haute fidèlité ». Les différences résident dans les valeurs des capacités, dans les caractéristiques du transformateur de sortie et dans les systèmes de contrôle de la tonalité.

MONTAGES RADIO "DECAL"

Chacun sait que les fabricants ne veulent plus entendre parler de récepteurs radio à tubes: pour la radio, on n'accepte plus, dans le public, que les petites boîtes portatives alimentées sur piles!

Beaucoup disent que les amateurs radio ont suivi: on ne décerne plus la qualification de montage « en kit », c'est-à-dire en pièces détachées fournies avec plan, qu'à des récepteurs à transistors, simples, à basse tension, sur piles seulement.

Et les étudiants? Eh bien nous sommes encore quelques-uns à penser que rien n'est plus formateur que de réaliser quelques montages à tubes électroniques pour bien connaître les circuits et leur pratique.

Et nous avons même poussé l'esprit de contradiction jusqu'à réaliser **sur table** c'est-à-dire sur une plaquette, sans dispositions particulières, un montage utilisant les extraordinaires qualités des tubes électroniques modernes.

Oui, il y a des tubes très récents: ceux que l'on crée pour la télévision. Leurs performances sont telles que le rendement d'un récepteur radio à tubes devient tout à fait exceptionnel.

LES PIECES DETACHEES

Nous ne voulons pas créer de difficultés presque insurmontables, en province, pour la recherche des pièces détachées, adaptées aux tubes électroniques.

Mais, comme nous aimerions redonner le goût des performances à nos étudiants, voici ce que nous leur proposons. Ce sera une application des leçons apprises.

La dépense est certaine: les tubes électroniques sont assez chers, le redresseur et le transformateur d'alimentation également.

Cependant, il y aura une utilisation future:

— ou vous resterez un « fan » de l'écoute radio mondiale et, dans ce cas, vous mettrez bientôt vos montages « sur table » dans un coffret définitif,

— ou, plus sagement, vous récupérerez les deux tubes (un seul aujourd'hui) que nous allons acheter pour l'équipement du téléviseur que vous réaliserez l'an prochain.

Il est plus difficile de réaliser le transformateur d'alimentation. Les condensateurs électrolytiques, eux, sont d'un type très facilement utilisable dans un téléviseur ou dans un amplificateur à haute fidélité, à tubes.

AMPLI « DECAL » FILM - MICRO

Le signal basse fréquence, issu de la cellule d'un projecteur de cinéma sonore ou d'un microphone électrodynamique, est de niveau faible. Or, le grand gain des tubes électroniques modernes permet cependant d'obtenir une amplification suffisante avec seulement deux étages.

Le tube « décal » (dix broches), créé en 1964 et largement commercialisé pour les téléviseurs où il remplit la fonction de tube de sortie « vidéo » (permettant de fournir un signal de 140 volts de crête aux tubes-image) comporte en fait deux tubes intérieurs:

— une pentode amplificatrice de tension, à pente fixe, et à grand gain (c'est la section « F » du tube),

— une pentode amplificatrice de puissance (c'est la section « L » du tube).

Le schéma est donné en **figure 1**, la réalisation sur table en **figure 2**.

La très grande précaution à prendre est de lutter contre les ronflements. La moindre tension induite par le secteur sur le circuit d'entrée (condensateur de 50 000 pF, bornes du potentiomètre de contrôle de gain, liaison à la grille $_{g1}$ F de la première pentode) produirait un ronflement intolérable. C'est pourquoi il convient de blinder les connexions par une gaine tressée, reliée à la masse (en un seul point), et même de mettre le condensateur de 50 000 pF sous gaine métallique mise à la masse également.

Nous avons donné séparément le schéma de l'alimentation secteur car elle nous sera fort utile en d'autres occasions, chaque fois que nous ferons des montages à tubes électroniques.

Or, elle peut délivrer jusqu'à 300 mA de haute tension, sous 200 volts. Tout dépend du transformateur d'alimentation employé, le schéma et le redresseur sec (BY 100, au silicium) restant le même.

Nous devons adapter la valeur de la résistance R à l'appel de courant provoqué par les circuits que nous brancherons.

Avec le seul « Decal - film - micro », la consommation est de 45 mA, et la résistance R sera de 600 ohms, 4 watts.

La bobine de filtrage S est une inductance à fer, de quelques henrys, la valeur n'est pas critique (5 à 20 henrys, cette valeur dépend d'ailleurs du courant qui la traverse et elle n'est souvent pas indiquée par le vendeur de composants). Sa résistance propre est de 100 à 250 ohms. On peut la remplacer par une simple résistance 200 ohms 4 watts (**figure 3**).

Le transformateur ici peut donner aux secondaires:

200 à 250 V . . . . . 100 mA

6,3 V . . . . . 1 à 3 A

Tout fournisseur de matériel vous offrira facilement ces éléments.

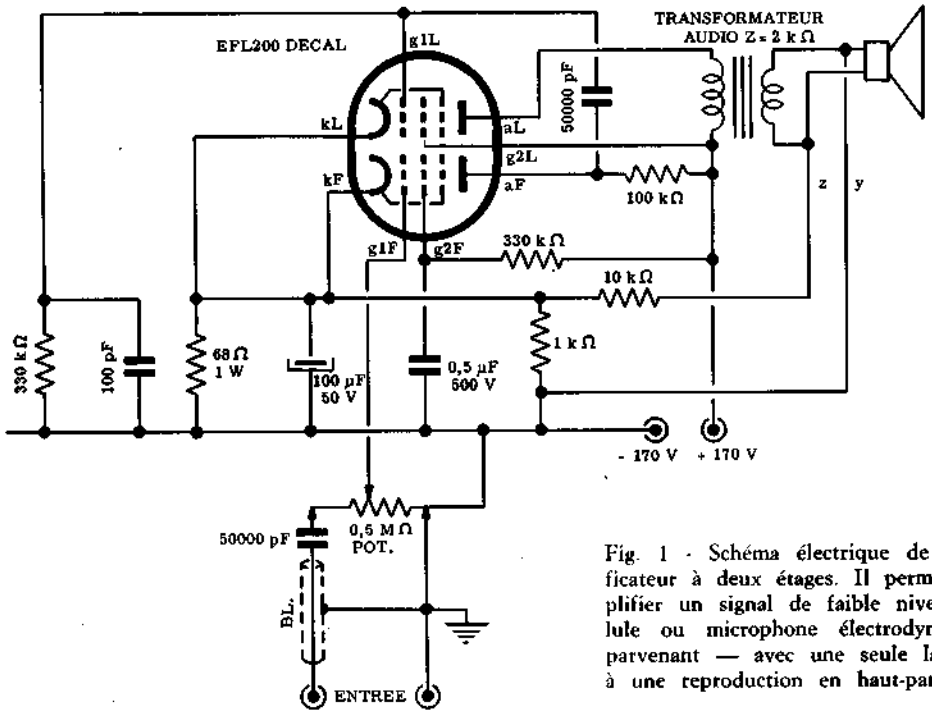


Fig. 1 - Schéma électrique de l'amplificateur à deux étages. Il permet d'amplifier un signal de faible niveau (cellule ou microphone électrodynamique) parvenant — avec une seule lampe — à une reproduction en haut-parleur.

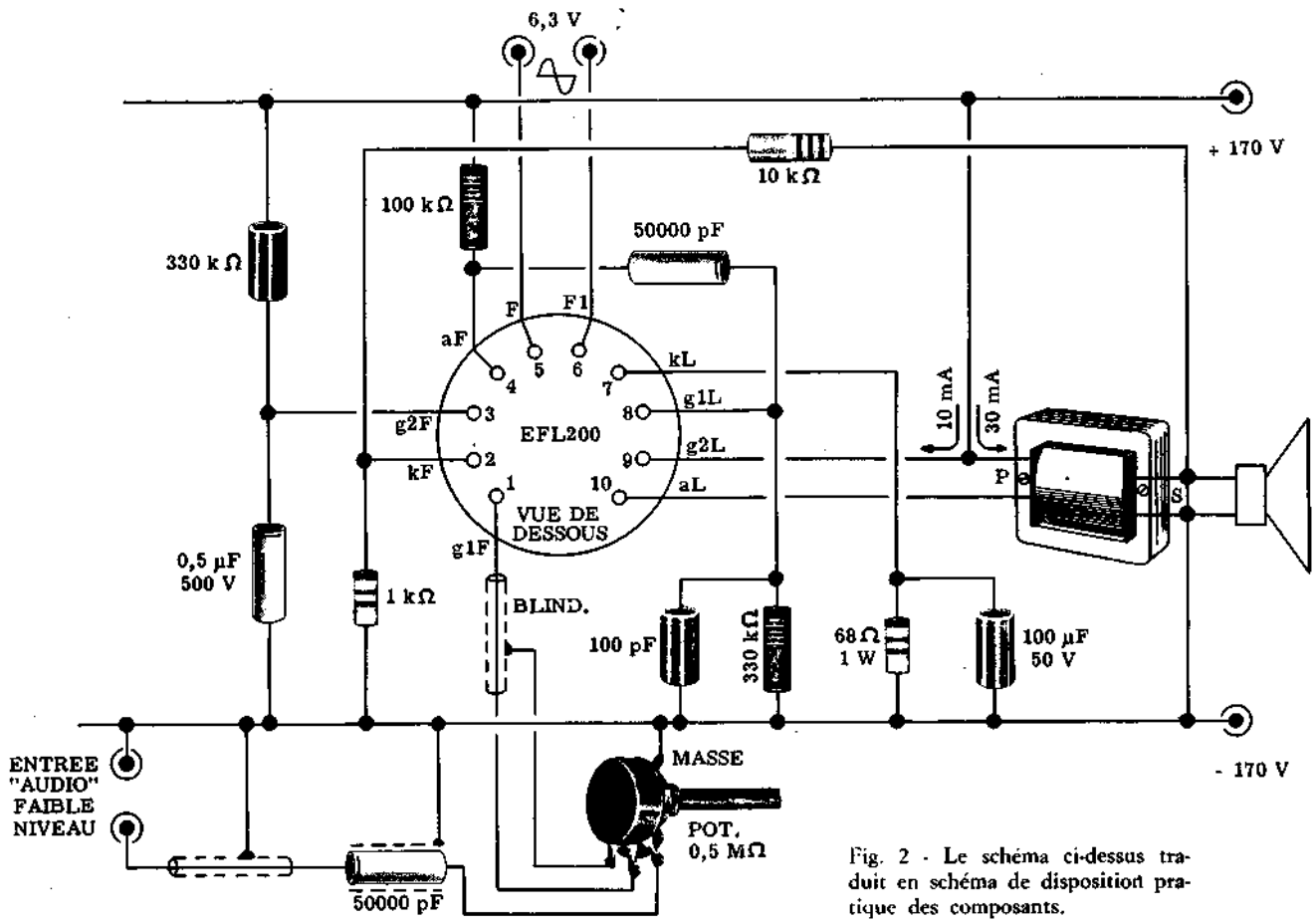


Fig. 2 - Le schéma ci-dessus traduit en schéma de disposition pratique des composants.

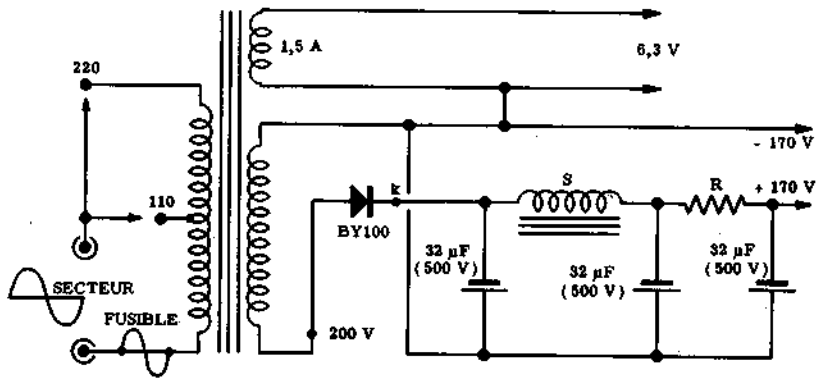


Fig. 3 - Schéma électrique de la section alimentation. Cette section sera utilisée en plusieurs autres occasions, c'est-à-dire avec d'autres montages. Les branchements avec l'amplificateur sont effectués au moyen de quatre conducteurs, c'est-à-dire: les deux fils 6,3 volts pour le chauffage de la lampe, le —170 volts (masse) et le +170 volts.

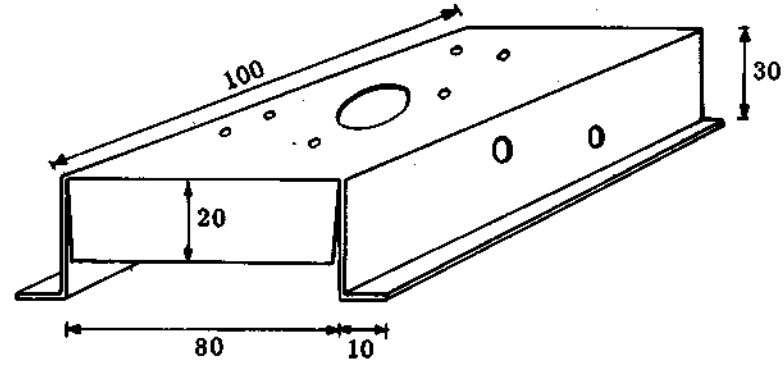


Fig. 4 - Le châssis, qui peut être réalisé pour ce montage en adoptant une feuille d'aluminium repliée. Les cotes sont indiquées en mm.

REALISATION

Nous avons parlé de montage « sur table », en ce sens que la disposition n'est pas critique, et que ces circuits peuvent être faits très rapidement. Cependant nous attirons l'attention sur deux points:

1 - toute connexion doit être très courte: 2 à 4 centimètres, si possible, et au-delà de 2 centimètres elle doit être isolée (fil sous plastique). N'abîmez pas votre redresseur sec par des courts circuits intempestifs.

2 - ce montage-ci doit être obligatoirement sur châssis métallique relié au —170 volts, pour ne pas « ronfler ».

Une feuille d'aluminium de 15/10e d'épaisseur, repliée en V, et percée d'un trou de 20 mm de diamètre, pour le tube décal, conviendra bien (**figure 4**).

Nous avons trouvé des très bons supports décal sur stéatite, sertis d'une fixation métallique, chez Cibot-Radio (par exemple). L'entr'axe des deux trous de fixation du support (trous de 3 mm) est de 29 mm.

Les entrées 6.3 volts et 170 volts seront soudées sur les circuits: ce seront 4 fils à enficher côté alimentation.

Pour l'alimentation, elle sera de préférence sur un petit châssis séparé de mêmes dimensions, mais il n'y à pas d'autres trous à y prévoir que ceux de fixation du transformateur et de la self de filtrage (s'il y à lieu). Il faut cependant prévoir un connecteur 4 broches femelles dont le bouchon-prise recevra les 3 ou 4 conducteurs bien isolés de l'amplificateur EFL 200 (+ et —170 V; 6,3 volts; 6.3 volts).

Bien entendu le —170 volts, et l'un des pôles 6.3 volts peuvent être branchés par un conducteur commun.

Les liaisons entre les deux châssis seront plutôt de l'ordre de 25 à 50 centimètres max. ce qui suffit à éloigner les circuits EFL 200 du transformateur d'alimentation « inducteur de ronflette ».

La diode au silicium BY 100 n'a que 10 mm de diamètre; elle ne doit pas toucher le châssis et doit être suspendue entre ses deux fils, à 15 mm au moins de la tôle pour bonne aération. Ne coupez pas ses fils de sortie qui resteront rectilignes, et seront soudés à leurs extrémités.

Le corps de la BY 100 a un diamètre plus petit du côté où est le fil à relier au transformateur d'alimentation (ce fil comporte un méplat).

Le fil à relier du côté sortie, courant continu (filtrage et + 170 V), part du disque le plus large du corps de la diode (c'est le côté cathode, K).

Connexion d'entrée. — Elle est la seule à poser un petit problème de montage. La connexion venue d'une cellule photo-électrique ou d'un microphone est sous câble blindé, gaine à relier à la masse du châssis de l'EFL 200. On vend beaucoup de sortes de prises d'entrée, isolées et blindées; le plus souvent la fiche comporte une collerette à souder à la gaine du fil d'arrivée et la prise sur le châssis; comporte un contact de collerette qui est à relier à la masse métallique.

LES SEMICONDUCTEURS: LA DIODE A CRISTAL

Tous les sujets que nous avons traité jusqu'ici, forment — en un certain sens — l'étude détaillée de l'histoire de l'électronique, tout au moins dans la partie de la radiotechnique qui concerne les télécommunications. Jusqu'ici nous avons suivi l'évolution de cette science en décrivant ses différents développements dans un ordre correspondant, à peu près, à leur réelle succession dans le temps, c'est-à-dire de la même façon que cette évolution s'est produite pendant ces dernières décades.

Nous sommes ainsi arrivés en un point où il nous est possible de pénétrer dans le domaine le plus nouveau, le plus avancé de l'électronique. Nous ne voulons pas dire par là, qu'un récepteur à modulation de fréquence puisse être actuellement considéré comme étant un appareil de conception périmée; cela serait d'autant plus faux que nous avons affirmé, que ce procédé de radiodiffusion avait pris un développement tel, qu'il remplacerait peu à peu la modulation d'amplitude. Nous voulons parler plus précisément de l'avènement des **transistors**, lesquels tendent de plus en plus à se substituer aux lampes thermoïoniques, aussi bien en ce qui concerne l'amplification, haute ou basse fréquence, que la détection des signaux modulés en amplitude ou en fréquence, et que toutes les autres applications de l'électronique (calculateurs et appareils de mesure divers) que nous étudierons par la suite.

Le principe et la caractéristique principale d'un corps semiconducteur ne sont pas nouveaux pour le lecteur: nous avons déjà vu comment un corps semiconducteur — l'oxyde de cuivre ou de sélénium, par exemple — permettait le passage du courant électrique dans une seule direction seulement, donnant ainsi la possibilité de redresser le courant alternatif.

Dans la 9ème leçon, nous avons appris, en outre, que d'autres corps semiconducteurs — le germanium et le silicium, par exemple — pouvaient être employés pour un autre genre de redressement, plus précisément pour la détection des courants haute fréquence. Cette application particulière a constitué, en fait, la première utilisation pratique des semiconducteurs; elle a été considérablement perfectionnée au cours des dernières années et l'on a réussi à obtenir des éléments redresseurs dont la stabilité et la constance des caractéristiques sont telles qu'une diode à cristal est préférable à une lampe pour la détection des courants haute fréquence, tels que ceux utilisés dans les télécommunications.

Les nombreuses applications qui ont donné naissance aux développements actuels de la technique des semiconducteurs, ont stimulé l'initiative des industriels et ont provoqué de nouvelles recherches de la part des savants et techniciens de tous les pays; ces études ont ouvert un immense domaine à la technique électronique.

L'objet principal de cette première leçon est donc d'expliquer les principes de base du fonctionnement des semiconducteurs. Cette étude fait appel à certaines conceptions nouvelles, car la théorie du fonctionnement des semiconducteurs, des transistors en particulier, est absolument différente de celle concernant les lampes; c'est pourquoi, si l'on ne possède pas une connaissance suffisante de la théorie de la structure atomique de la matière, il sera nécessaire de relire attentivement la leçon qui lui a été consacrée au début de ce cours (4ème leçon).

LES SEMICONDUCTEURS

Les transistors sont désormais universellement connus: ils ne constituent, toutefois, qu'une partie du vaste domaine d'application des semiconducteurs. Dans cette catégorie sont également inclues — elles ont constitué, en fait, les premières applications pratiques des semiconducteurs — les diodes au germanium utilisées comme détecteurs, redresseurs, interrupteurs, limiteurs, etc..., ainsi que les diodes au silicium qui sont également employées comme mélangeuses dans les étages changeurs de fréquence des récepteurs fonctionnant sur des fréquences très élevées (U.H.F.).

Les anciens récepteurs à galène, basés sur les propriétés bien connues du sulfure de plomb, ont constitué la plus ancienne application pratique des semiconducteurs dans le domaine de la radio.

Le fonctionnement des transistors, comme celui des diodes à cristal, dépend donc des caractéristiques électriques d'une certaine catégorie de substances, connues sous le nom de semiconducteurs. On désigne sous ce nom des corps solides dont la conductivité est plus grande que celle des isolants, mais beaucoup plus faible que celle des bons conducteurs.

Dans certains cas, les semiconducteurs se comportent exactement de la même manière que les corps isolants et ce n'est que dans des conditions particulières précises (introduction d'impuretés, influence d'un rayonnement lumineux...) qu'ils présentent les caractéristiques exceptionnelles utilisées en électronique.

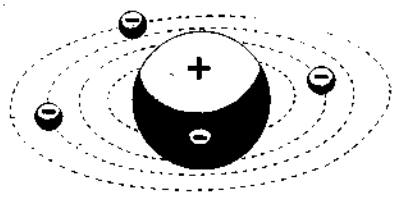


Fig. 1 - Les électrons, ou charges négatives, gravitent autour du noyau, constitué par des charges positives de même importance, en décrivant des orbites concentriques. Dans les corps conducteurs, les électrons de l'orbite extérieure (ou électrons périphériques) peuvent s'éloigner de l'atome sous l'effet de forces externes (d.d.p. électrique, par exemple). Dans ce cas, les électrons présents en abondance dans la structure atomique de la matière à proximité du point négatif, se déplacent vers le point positif constituant un courant.

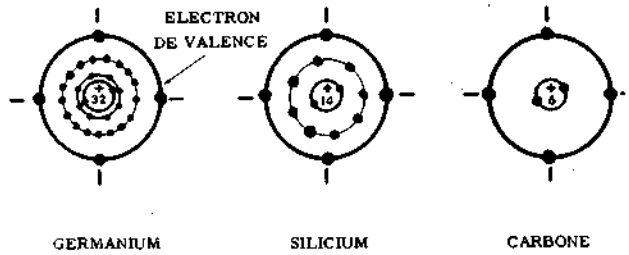


Fig. 2 - On voit que les atomes de germanium, de silicium et de carbone, bien que différents par le nombre total de leurs électrons, ont tous quatre électrons périphériques, il sont tétravalents. Ces derniers forment des éléments de liaison entre les atomes différents réunis en un rapport quatitatif déterminé pour former une substance donnée.

Le germanium et le silicium, combinés avec de faibles quantités de certains autres corps que l'on qualifie « d'impuretés », sont les plus courants des corps semiconducteurs. Il existe encore d'autres substances ayant des propriétés analogues, mais elles ne sont pas aussi largement employées que celles mentionnées ci-dessus. Comme les explications concernant les propriétés et le comportement de ces deux corps s'appliquent également à ces autres substances, il nous suffira de nous occuper, ici, uniquement des applications du germanium et du silicium.

ELECTRONS ET LACUNES DANS LES SEMICONDUCTEURS

Les idées les plus récentes émises à propos de la théorie du fonctionnement des transistors, font état de deux types de courants différents pouvant prendre naissance dans un transistor. L'un d'eux est constitué par le déplacement des électrons libres ou « en excès », sous l'influence d'un champ électrique: c'est le courant électrique, bien connu de nos lecteurs. On a, dans ce cas, la « conduction par excès », car les électrons libres ou électrons de valence, présents en abondance dans la structure atomique de la matière à proximité de l'extrémité négative de l'élément semiconducteur se déplacent vers l'extrémité positive où il en manque.

Le second type de courant constitue, par contre, la « conduction par défaut », dite également de « cavité » ou de « lacune », qui se manifeste dans le cas d'un élément qui manque d'électrons libres. Ce manque d'électrons laisse un vide, ou lacune, dans la structure moléculaire, d'où le nom de ce type de courant.

Rappelons à ce propos que les atomes d'un même élément, ou de plusieurs éléments différents, réunis dans un certain rapport quantitatif pour former un corps simple ou composé, se joignent étroitement les uns aux autres grâce aux électrons de valence, pour constituer les molécules. La valence chimique s'explique par la tendance qu'ont les électrons à se grouper par huit.

Si sur la couche externe d'un atome, il **manque** 1, 2 ou 3 électrons, on a à faire à un **métalloïde mono, bi,** ou **trivalent**. C'est un **isolant**.

Si, au contraire, la couche externe ne **comporte** que 1, 2 ou 3 électrons le corps est un **métal mono, bi** ou **trivalent**. C'est un **conducteur**.

Ainsi, par exemple, un élément comme l'oxygène, dont la couche externe ne **comporte** que 6 électrons, est un **métalloïde bivalent**, il manque en effet 2 électrons à cette couche pour être saturée à 8. De même, le calcium, dont la couche extérieure ne **comporte** que 2 électrons, est un **métal bivalent**.

Dans ces conditions, l'oxygène pourra fixer un atome d'un élément dont la couche extérieure n'aura que deux électrons de valence. Par exemple, il fixera un atome de calcium dont la couche extérieure ne comporte que deux électrons libres.

Les deux atomes se combinent pour former une molécule de chaux:

$$Ca + O \rightarrow CaO$$

La molécule de chaux ainsi constituée possède une couche extérieure de 8 électrons.

On dit que la valence **électronégative** (parce qu'il **ne manque** que deux électrons extérieurs) de l'oxygène, a été complétée par la **valence égale** mais **électropositive** (parce qu'il n'y **a que deux électrons extérieurs**) du calcium.

Les deux « trous », dûs aux deux électrons manquant dans la couche extérieure de l'oxygène, peuvent être bouchés par les électrons libres de **deux atomes** dont la couche externe ne porte qu'**un seul électron**. Ce sera le cas de l'hydrogène, par exemple.

Ainsi, un atome d'oxygène s'unira à deux atomes d'hydrogène, pour former une molécule d'eau (H_2O):

$$2H + O \rightarrow H_2O$$

Ces lois générales régissent également la formation des molécules des corps simples. Par exemple, deux

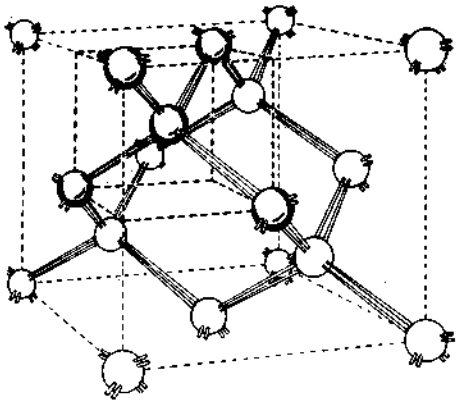


Fig. 3 - Représentation dans l'espace d'une structure cristalline de germanium ou de silicium. On remarquera les liaisons de covalence.

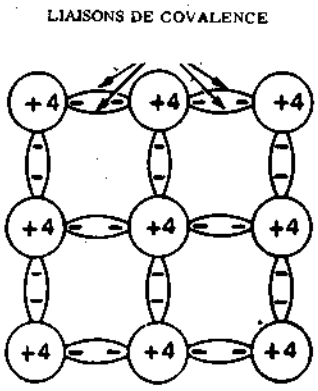


Fig. 4 - Représentation en plan de la structure cristalline de la figure 3. Les liaisons entre les atomes adjacents sont dues à 2 électrons.

atomes d'hydrogène s'unissent pour former une molécule d'hydrogène (H_2). De même, deux atomes d'oxygène se groupent pour constituer une molécule.

Par contre, le néon, dont la couche externe est **complète** avec 8 électrons a une **valence nulle**: c'est un élément chimiquement inerte. Il ne peut entrer dans aucune combinaison.

Enfin, lorsque pour le carbone, le germanium, le silicium etc..., la couche externe comporte en tout 4 électrons, l'atome est **tétravalent** (valence 4) et le corps peut se comporter, soit comme un métal (conducteur) soit comme un métalloïde (isolant).

Ces éléments sont des **semiconducteurs**.

Un atome de carbone (4 électrons de valence) s'unira à 4 atomes d'hydrogène (1 électron de valence pour chaque atome), pour former une molécule de méthane:

$$C + 4H \rightarrow CH_4$$

La molécule de méthane ainsi constituée, dont la couche externe possède 8 électrons libres, sera stable.

Voyons maintenant ce qui se passe dans une substance à base de silicium. Il existe un corps appelé **carbure de silicium**, dont la formule chimique est CSi.

En comparant cette formule avec celle du méthane nous constatons qu'un seul atome de silicium (Si = 4 électrons de valence) a été suffisant pour remplacer les 4 atomes d'hydrogène. Les deux atomes, carbone et silicium, s'équilibrent donc puisque chacun d'eux a une valence égale à 4.

Si nous créons volontairement un corps composé, formé de molécules dans lesquelles les atomes de silicium et de carbone ne sont pas en nombre égal, nous obtenons une substance incomplète, dans laquelle certains électrons de valence manquent, laissant des vides appelés « lacunes ». Si nous appliquons une différence de potentiel aux extrémités d'un fragment de cette substance, créant ainsi un champ électrique, les électrons se déplacent de lacune en lacune pour compléter la structure des liaisons entre atomes; de ce fait, puisque à tout déplacement d'un électron correspond le déplacement en sens inverse d'une lacune, on obtient un déplacement apparent de ces lacunes dans le sens opposé à celui des électrons. Nos lecteurs se souviendront que tout cela a déjà été sommairement exposé à la page 323, figure 1.

Le mouvement apparent de ces lacunes (on dit aussi « trous ») présente une certaine analogie avec le mouvement des bulles de vapeur dans un récipient contenant un liquide en ébullition: en effet, chaque goutte d'eau qui s'évapore sur le fond du récipient monte à la surface sous forme de bulle et la place laissée libre est immédiatement remplie par une quantité d'eau correspondante. Il se produit donc deux mouvements simultanés, l'un de la bulle de vapeur vers le haut (comparable à une cavité ou lacune), l'autre de la goutte d'eau (comparable à un électron) qui vient remplacer, dans le bas, celle évaporée. C'est ainsi que le mouvement des lacunes, qui sont électriquement positives se fait en sens inverse de celui des électrons, qui sont des charges négatives.

Etant donné que la lacune n'est qu'une absence d'électrons, elle doit être considérée comme une charge positive; en outre, étant donné qu'elle se déplace dans une certaine direction elle forme un véritable courant. On peut donc parler d'un **courant de lacunes**, ou **courant lacunaire**, c'est-à-dire d'un **déplacement des charges positives** dans un semiconducteur.

STRUCTURE ATOMIQUE

Nous savons que chaque atome est formé d'un noyau positif, constitué par un certain nombre de protons et de neutrons, entouré d'un nombre égal d'électrons tournant sur des orbites concentriques (voir **figure 1**). Chaque orbite ne peut contenir d'électrons en nombre supérieur à un maximum qui dépend de la nature de l'élément.

Quand une orbite contient le nombre maximum d'électrons, elle peut être considérée comme complète. Dans de nombreux atomes, les orbites les plus internes, celles qui sont le plus près du noyau, sont toujours complètes, tandis que l'orbite extérieure peut,

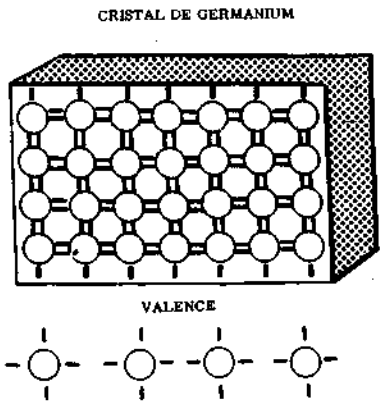


Fig. 5 - Représentation schématique d'un cristal de germanium pur. Comme on le voit, tous les atomes sont liés deux à deux.

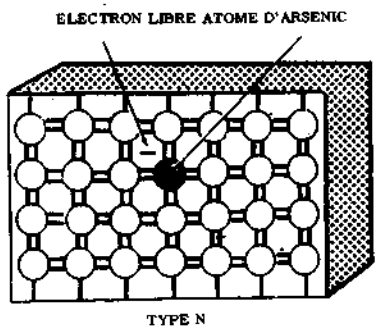


Fig. 6 - La présence d'un atome d'impureté, l'arsenic par exemple, dans le germanium donne un électron supplémentaire, libre de se déplacer à l'intérieur du cristal. Dans ce cas, le semiconducteur est du type « n ».

parfois, être incomplète. Le noyau peut être considéré comme étant complètement inactif en ce qui concerne les réactions chimiques et les phénomènes électriques. Les propriétés chimiques et électriques d'une substance donnée dépendent uniquement de la composition de l'orbite électronique externe, portant les électrons de valence.

STRUCTURE D'UN CRISTAL

Certains des électrons externes déterminent la caractéristique de « valence chimique » ainsi qu'il a été expliqué plus haut.

L'atome de germanium, par exemple, a 32 électrons qui tournent autour de son noyau; 28 d'entre eux sont étroitement liés au noyau lui-même, tandis que les 4 autres prennent une part active aux réactions chimiques et présentent une importance considérable dans le fonctionnement des transistors. Les atomes de germanium, de silicium et de carbone sont représentés sur la **figure 2.**

Il convient de remarquer que le silicium et le germanium sont tous deux des corps **tétravalents,** c'est-à-dire que, pour tous les deux, seuls les quatre électrons périphériques peuvent participer aux réactions chimiques. Chacun des quatre électrons de valence de chaque atome constitue le lien avec un des quatre autres les plus proches. En d'autres termes, ces électrons, accouplés deux par deux forment ce qu'on appelle communément les liens de co-valence et forment l'anneau de liaison entre les paires d'atomes adjacents: ce sont eux qui constituent la force de cohésion mutuelle dans la structure cristalline qui est celle du germanium ou du silicium.

La représentation tri - dimensionnelle de la **figure 3** montre les liens de co-valence unissant les atomes entre eux. L'ensemble est redessiné en plan dans la **figure 4** où l'on peut constater que les liaisons entre les atomes adjacents sont dues à deux électrons, un pour chaque atome, ce qui produit un lien stable.

Pour la simplicité de cet exposé, et nous référant aux deux éléments dont nous avons parlé (le germanium et le silicium), nous pouvons supposer, étant donné que les électrons des orbites internes sont inséparables du noyau, qu'ils constituent avec celui-ci un véritable noyau. Ce noyau a une charge positive égale à 4, compensée par une charge négative égale constituée par les 4 électrons périphériques. Cette condition est exactement celle de la figure 2.

PROPRIETES DU GERMANIUM

La **figure** 5 représente la structure cristalline du germanium pur. Il est facile de voir que deux atomes voisins du cristal sont réunis par une liaison à 2 électrons, qui s'échangent d'un atome à l'autre. Un atome quelconque du réseau cristallin est ainsi entouré par huit électrons. Cette structure externe à 8 électrons est celle des gaz rares de l'air (néon, argon, xénon), et l'on sait qu'elle est très stable.

Le germanium à l'état pur, se comporte donc comme un isolant. Toutefois, à cause de l'agitation thermique, certains électrons acquièrent une énergie suffisante pour rompre les liens qui les maintiennent et deviennent, ainsi, des électrons libres; ces électrons, pouvant se déplacer librement dans le réseau cristallin, sont disponibles pour constituer un éventuel courant.

Un électron ainsi libéré, laisse derrière lui un « trou » ou « lacune » dont la charge positive est égale, en valeur absolue, à celle de l'électron. Ce trou pourra être comblé par recombinaison avec un électron libre, ou par captation d'un électron de valence d'un atome voisin. En raison de ce phénomène, le germanium et le silicium sont classés dans les corps semiconducteurs, plutôt que parmi les isolants.

Presque tous les dispositifs dont le fonctionnement est basé sur les propriétés des semiconducteurs permettent le passage du courant plus facilement dans un sens que dans l'autre; c'est pourquoi ils peuvent être utilisés comme redresseurs pour le courant alternatif et comme détecteurs. En outre, le passage de ce courant peut être contrôlé et peut varier quantitativement sous l'effet de conditions physiques ou de forces

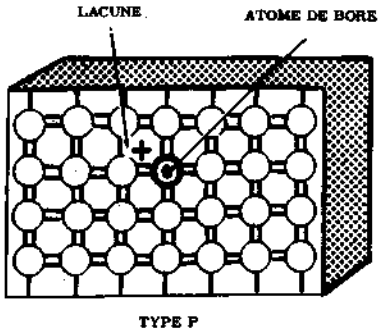


Fig. 7 - Si l'impureté ajoutée au cristal de germanium est un atome de bore, par exemple, au lieu de l'arsenic, on a une lacune libre au lieu d'un électron. Elle équivaut à une charge positive et, dans ce cas, le semiconducteur est du type « p ».

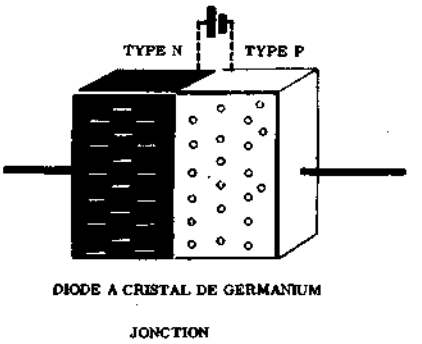


Fig. 8 - Une jonction est constituée par deux couches, une du type « n » et une autre du type « p ». Leur polarité différente forme une charge statique.

extérieures, comme la lumière, la chaleur ou les champs électriques. Cette dernière propriété a permis la réalisation des transistors.

Si un petit fragment de germanium ou de silicium, dans lequel les liaisons entre atomes ont été interrompues, est soumis à l'action d'un champ électrique, on constate la présence de **deux** courants différents. Le premier est constitué par les électrons qui se déplacent dans la direction du champ électrique appliqué, c'est le courant électrique bien connu; le second, par contre, est constitué par les lacunes qui se déplacent dans le sens inverse de celui des électrons.

En d'autres termes, un atome ayant une lacune (c'est-à-dire un manque d'électron), peut prendre un électron d'un atome neutre voisin et c'est ainsi que le premier se trouvant être complété, le second devient incomplet car il devient lacunaire, c'est-à-dire privé à sont tour d'un électron. Cette lacune peut donc se déplacer d'un atome à l'autre à travers la substance. En fait, elle se comporte exactement comme si elle était un électron chargé positivement.

L'effet d'un tel déplacement, considéré par rapport à tous les atomes constituant le cristal, peut donc être comparé à un courant de charges électriques positives. Comme nous l'avons dit, ces deux courants prennent respectivement le nom de courant électronique et courant lacunaire.

ELEMENTS DONNEURS ET ACCEPTEURS

Si une impureté, une faible quantité d'arsenic par exemple, est introduite dans un semiconducteur, germanium ou silicium, (voir **figure** 6), une différence de potentiel appliquée à cette substance ainsi constituée, donne naissance à un courant électronique plus intense que le courant lacunaire. Ceci se produit parce que chaque atome d'arsenic, qui possède 5 électrons de valence périphériques, lorsqu'il est introduit comme impureté dans le germanium ou le silicium, provoque le déplacement d'un atome de ces éléments et s'unit aux autres atomes voisins par quatre de ses électrons de valence. L'électron périphérique restant inemployé, car il ne trouve aucun trou voisin à boucher, reste libre de se mouvoir à l'intérieur du cristal.

Un semiconducteur dans lequel on trouve **un excès d'électrons**, comme par exemple le germanium contenant de l'arsenic, est classé comme étant du type « n ». L'arsenic, le phosphore, l'antimoine, et d'autres corps encore, qui peuvent être ajoutés en très petite quantité au germanium et au silicium pour produire des semiconducteurs du type « n », sont appelés **donneurs** (chaque atome, **donnant** un électron libre supplémentaire).

Par contre, si d'autres impuretés, du bore par exemple, sont ajoutées à l'élément semiconducteur, on obtient un excès de lacunes positives. Ceci est dû au fait que le bore ne possède que trois électrons de valence, c'est-à-dire un nombre d'électrons périphériques insuffisant pour compléter la structure chimique du cristal. Il en résulte que si un atome de bore remplace un atome de germanium, une lacune, c'est-à-dire un manque d'électron se produit (voir **figure** 7).

Cette lacune, ou cette insuffisance de liaison entre les atomes voisins, peut être comblée par un électron de valence d'un atome adjacent, lequel, à son tour, laisse une lacune dans cet atome.

C'est pourquoi on peut dire que la lacune elle-même se déplace et contribue à donner une certaine conductivité au corps. Les semiconducteurs ayant un **excès de lacunes**, ou un **défaut d'électrons**, sont dits du type « p ». L'aluminium, le gallium, l'indium, le bore, et d'autres corps encore, permettant d'obtenir des semiconducteurs du type « p » sont appelés **accepteurs**, (chaque atome **acceptant** un électron de valence, afin de compléter sa couche externe).

Pour aider les lecteurs à se rappeler la classification des deux types de semiconducteurs, faisons remarquer que le mot « donNeur » contient la lettre N et les éléments donneurs confèrent au cristal une conductibilité du type « n » de même, le mot « accePteur » contient la lettre P, et les éléments accepteurs con-

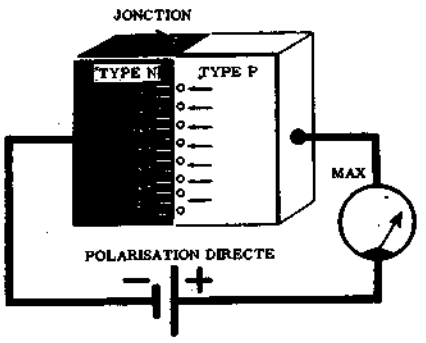


Fig. 9 - Si l'on applique aux bornes de la jonction une tension de polarité convenable, on constate le passage d'un courant d'intensité maximale (direct).

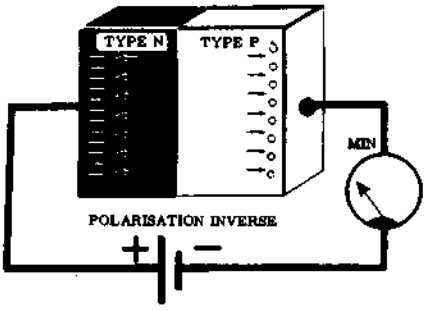


Fig. 10 - Par contre, si la tension appliquée n'a pas la polarité convenable, l'intensité du courant est très faible (inverse).

férent précisément au cristal une conductibilité du type « p ».

On remarquera, enfin, que si dans une lampe thermoïonique on a affaire simplement au courant des électrons, ceci n'est plus entièrement exact dans le cas des transistors; en effet, leur fonctionnement n'est plus exclusivement basé sur le mouvement des électrons, mais également sur celui des lacunes.

LA DIODE A JONCTION

La **figure 8** représente la jonction de deux corps semiconducteurs, dont l'un est du type « n » et l'autre du type « p », aux bornes de laquelle n'est appliquée aucune différence de potentiel. Nous avons dans la région **n** une abondance d'électrons (charges négatives), tandis que dans la région **p** nous avons une abondance de lacunes (défaut d'électrons, ou charges positives).

Nous sommes en présence d'une diode classique à cristal de germanium du type à jonction.

En l'absence de tension extérieure, les électrons libres de la région N vont se déplacer (on dit qu'ils vont diffuser) vers la région P, en vertu de la loi de Coulomb régissant l'action mutuelle de deux charges électriques. De même, les trous de la région P vont diffuser vers la région N.

Comme dans la région P, les trous sont majoritaires, les électrons libres, provenant de la région N, vont, très vite, se recombiner avec les trous. De même, dans la région N où les électrons libres sont majoritaires, les trous en provenance de la région P vont se recombiner avec les électrons.

Comme d'autre part, les atomes donneurs (**ionisés positivement**) et accepteurs (**ionisés négativement**) sont fixes, il en résulte un déplacement de charges négatives (électrons) de N vers P et de charges positives (lacunes) en sens inverse.

Les ions négatifs fixes dans la région P (accepteurs) constituent une charge d'espace négative, tandis que les ions positifs fixes dans la région N (donneurs) constituent une charge d'espace positive. Ces deux charges d'espace s'opposent à la diffusion des électrons de N vers P et des trous de P vers N. On dit qu'il existe, au niveau de la jonction, une **barrière de potentiel**, que l'on peut matérialiser par un élément de pile dont le pôle positif serait situé du côté N et le pôle négatif, du côté P.

Dans la zone de transition, située de part et d'autre de la jonction, au voisinage immédiat de celle-ci, il n'existe aucune charge électrique mobile; on peut donc la considérer comme un **isolant parfait**.

Ainsi, la diode peut être considérée comme un condensateur dont le diélectrique serait la zone de transition isolante et dont les deux armatures seraient constituées par les charges d'espace positive et négative.

Nous verrons plus loin que la barrière de potentiel peut être, soit renforcée, soit, au contraire, abaissée, au moyen d'une tension extérieure, selon le sens dans lequel cette tension est appliquée.

La fabrication d'une jonction p-n se fait au moyen de procédés très compliqués; en effet, on ne peut pas obtenir un résultat satisfaisant en mettant simplement en contact deux cristaux respectivement du type n et du type p. Du moment qu'il n'est pas possible de produire mécaniquement ces jonctions, on a dû recourir à deux procédés, l'un connu sous le nom de « jonction par fusion ou alliage » et l'autre sous le nom de « jonction par croissance ».

La jonction par croissance est obtenue en ajoutant des impuretés différentes au corps en fusion (c'est-à-dire au germanium ou au silicium extrêmement pur.

Au début de la cristallisation, on ajoute une impureté d'un type donné, tandis que vers le milieu de l'opération on ajoute une impureté de type opposé. On obtient la jonction lorsque le corps en fusion se convertit du type p au type n, et inversement.

La jonction par alliage par contre, est obtenue en introduisant une minuscule parcelle d'indium entre deux couches de germanium du type n et en faisant en sorte que ces deux couches fondent sous l'effet d'une température appropriée. Lorsque la fusion se produit,

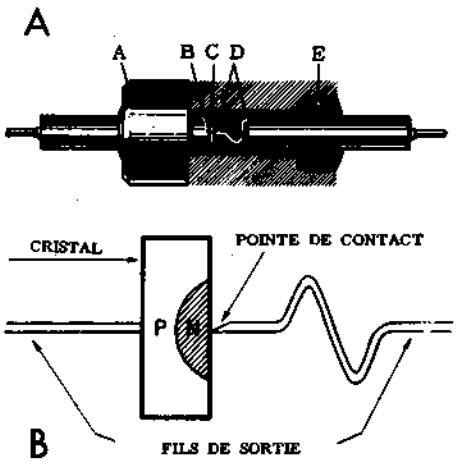


Fig. 11 - **A**) Vue en coupe d'une diode à cristal. (A) Enveloppe extérieure; (B) Support du cristal; (C) Cristal; (D) Pointe de contact; (E) Scellement hermétique. Les deux fils de sortie sont isolés du boîtier.

B) Aspect schématique de la jonction entre cristal et pointe de contact.

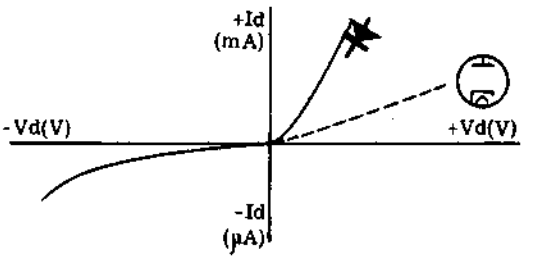


Fig. 12 - Comparaison entre les courbes caractéristiques d'une diode à cristal et d'une diode à vide. Comme on peut le voir, dans une diode à cristal l'intensité du courant augmente plus rapidement que la tension, contrairement à ce qui se passe dans une lampe diode, dans laquelle la variation est sensiblement linéaire.

la présence de l'indium provoque la formation du germanium de type p immédiatement sous la surface de la parcelle.

On obtient ainsi, une jonction du type p-n entre cette région et la partie restante des deux couches superposées de type n.

Lorsqu'une jonction du type p - n est reliée à une source de courant, de telle sorte que le pôle négatif soit en contact avec le matériau de type n (**figure 9**), les électrons libres se déplacent du pôle négatif vers la jonction où une partie se combinent avec les lacunes du matériau de type p (celles-ci se déplacent du pôle positif vers la jonction). La diffusion des charges mobiles est accentuée: la barrière de potentiel est **abaissée**.

Dans ces conditions, la jonction permet le libre échange des charges positives et négatives (lacunes et électrons) et un courant d'intensité relativement fort peut passer dans le semiconducteur. Une différence de potentiel ayant une telle polarité est appelée « tension de polarisation directe ».

Si la polarité de la tension appliquée à la jonction est inversée, les lacunes présentes dans la région P ne peuvent diffuser vers la région N. De même, les électrons de la région N ne peuvent diffuser vers la région P. La barrière de potentiel sera **renforcée**. Le terme barrière de potentiel ne doit pas être entendu dans le sens de l'existence d'une véritable barrière physique; il s'agit là d'une simple barrière potentielle. En effet, cette barrière n'est qu'un isolement temporaire, provoqué par l'absence, en ce point, d'électrons et de lacunes. Une différence de potentiel appliquée avec cette polarité est appelée « tension de polarisation inverse » (voir **figure 10**).

Dans ces conditions, la résistance interne de la diode devient très grande et l'intensité du courant qui la traverse est très faible, tandis qu'en même temps se développe un fort champ électrostatique. Le faible courant inverse ainsi produit s'appelle « courant inverse de saturation ». Il est dû aux porteurs de charges **minoritaires** (électrons dans la région P et trous dans la région N, en très petite quantité), dûs à la rupture, (à température ambiante) des liaisons entre atomes de germanium. Ce courant **croît avec la température**.

LA DIODE A POINTE DE CONTACT

Si un semiconducteur du type p est mis en contact avec une pointe métallique, et si cette pointe est rendue plus négative que le semiconducteur (au moyen d'une source de courant extérieure), la pointe de contact cède des électrons au semiconducteur qui en contient très peu. Inversement, nous savons qu'un semiconducteur du type n possède un excès d'électrons; en conséquence, une pointe métallique portée à un potentiel positif mise en contact avec lui, enlèvera des électrons au semiconducteur, laissant la place à des lacunes.

Il existe de nombreux types de diodes à cristal à pointe de contact actuellement utilisées dans l'industrie électronique. Ce type de diode se différencie de celui dit « à jonction » par le fait qu'il n'utilise qu'un seul élément semiconducteur qui est, soit un fragment de germanium (type n), soit un fragment de silicium (type p).

Pendant cette fabrication, après application de la pointe de contact sur le cristal semiconducteur, on envoie à travers la diode plusieurs impulsions de courant de grande amplitude. Il se forme alors, à proximité de la pointe de contact, une région minime de conductibilité opposée à celle du semiconducteur. En d'autres termes, s'il s'agit d'un cristal de germanium, il se forme autour de la pointe de contact une petite zone de type p, tandis qu'une zone de type n se forme autour de la pointe en contact avec un cristal de silicium. Il se forme ainsi, autour du point de contact, une jonction PN minuscule appelée microjonction. La raison de cette transformation n'a pas encore été clairement expliquée et il est impossible de donner une théorie satisfaisante du phénomène concourant à la formation de cette zone. Nous nous bornerons donc à indiquer que la diode à pointe de contact est le fruit de nombreuses expériences de labo-

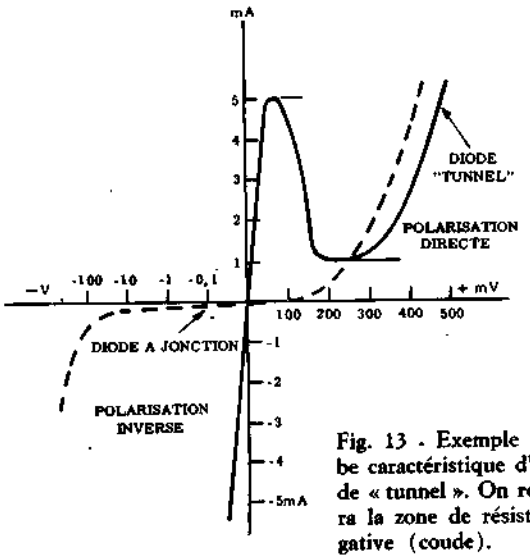


Fig. 13 - Exemple de courbe caractéristique d'une diode « tunnel ». On remarquera la zone de résistance négative (coude).

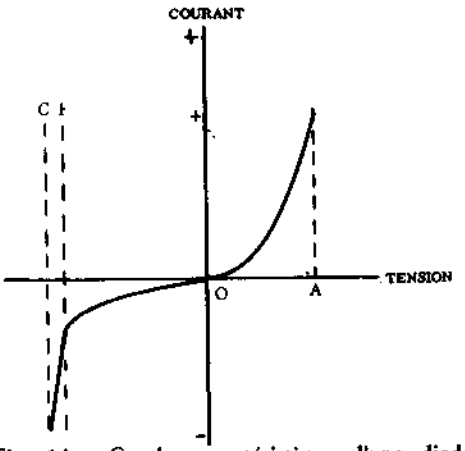


Fig. 14 - Courbe caractéristique d'une diode « Zener ». Au delà d'une certaine valeur de la tension inverse, le courant inverse augmente brusquement d'intensité et garde, ensuite, une valeur constante.

ratoire et qu'elle a été successivement perfectionnée au cours des années jusqu'à la rendre apte à remplir les fonctions de détecteur pour les très hautes fréquences. La structure interne d'une diode de ce type est représentée sur la **figure 11**.

UTILISATION DES DIODES A CRISTAL

La diode à cristal offre des avantages considérables par rapport à la diode à vide, Avant tout, la diode à cristal n'a pas besoin de tension de chauffage, puisqu'elle n'a pas de filament. En second lieu, particulièrement dans le cas de la diode à pointe de contact, elle a une capacité interne pratiquement négligeable. Enfin, particularité importante, elle est de dimensions tellement réduites que dans le volume d'une diode à vide, même petite, on peut en loger facilement une centaine (cas des diodes à pointe).

Dans son aspect extérieur, la diode à cristal se présente sous les formes illustrées sur la figure 14, de la page 62, qui en montre différents modèles. Le cristal est généralement enfermé dans une enveloppe de verre ou de métal, de laquelle sortent deux fils reliés soit aux deux éléments de la jonction, soit au cristal et à la pointe de contact.

Au cours de ces dernières années, les applications de la diode à cristal ont été de plus en plus nombreuses. Outre leur utilisation courante dans les radio-récepteurs, ces diodes sont également employées dans les instruments de mesure (voltmètre à lampe, ponts, etc...) et dans les autres branches de l'électronique industrielle.

Le principal avantage que la diode à cristal possède sur la diode thermoïonique, outre l'absence de filament et les dimensions réduites, réside dans le fait qu'elle supporte des tensions assez élevées, tout en permettant la détection de tensions si faibles que celles-ci ne pourraient engendrer un courant anodique appréciable dans une diode à vide, même pendant les pointes positives de la tension alternative à redresser.

La **figure 12** permet de comparer la courbe caractéristique Ud/Id d'une diode thermoïnique avec celle d'une diode à cristal. Cette comparaison directe fait ressortir certaines différences évidentes qui revêtent une grande importance dans les applications pratiques.

Nous savons que dans une lampe diode, le courant anodique augmente avec l'augmentation de la tension positive appliquée entre anode et cathode à travers la charge, suivant la puissance $\frac{3}{2}$ de la tension anodique, donc suivant une loi presque linéaire, tout au moins sur une grande partie de la courbe caractéristique.

Dans une diode à cristal, par contre, si l'on double la tension appliquée à ses bornes, l'intensité du courant se trouvera plus que doublée. Cela signifie que la conductivité de la diode, dans le sens de la polarisation directe, varie selon une loi exponentielle et non linéaire.

Une autre différence très importante, dont on doit tenir compte dans certaines applications, est la suivante: lorsque la plaque d'une lampe diode est portée à un potentiel négatif par rapport à la cathode, elle repousse absolument tous les électrons émis par cette cathode. Cela signifie que dans une lampe diode le courant inverse est nul. Par contre, dans une diode à cristal, malgré sa très faible conductivité dans le sens inverse, le courant inverse n'est jamais nul.

Evidemment, l'intensité de ce courant inverse est suffisamment faible pour être parfaitement négligeable, dans la grande majorité des applications.

Poursuivant ces comparaisons entre la diode à cristal et la lampe diode, nous citerons une autre différence digne d'être notée: les caractéristiques de fonctionnement d'une diode à cristal, qu'elle soit à jonction ou à pointe de contact, dépendent étroitement de la température de fonctionnement, ce qui ne se produit absolument pas avec une lampe diode. Ceci constitue une particularité etxrêmement importante, surtout dans certaines applications utilisant plusieurs diodes dont le fonctionnement est interdépendant, comme dans les circuits symétriques, par exemple.

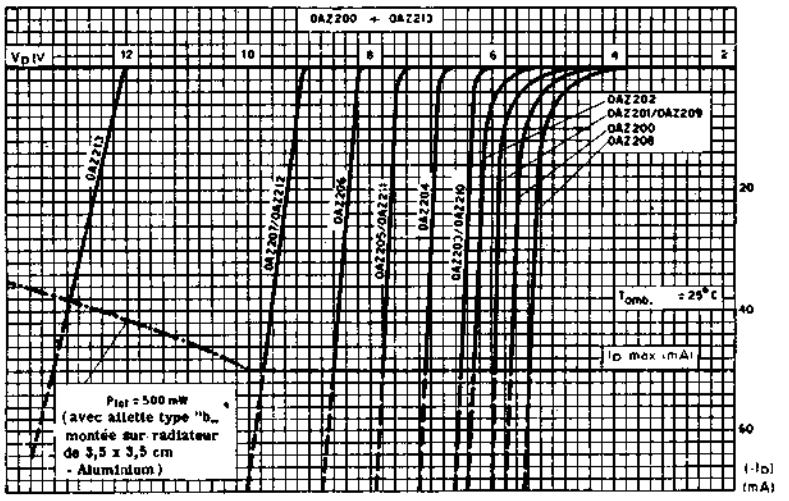


Fig. 15 - Les diagrammes représentés ci-contre montrent quelques caractéristiques inverses des diodes Zener de production « La Radiotechnique », sous une température de 25 °C. Les diodes peuvent travailler dans les conditions indiquées pour un temps indéfini si les conditions de dissipation établies par le Constructeur sont respectées.

Utilisation comme redresseur

Dans le cas où une diode à cristal est utilisée au redressement d'un courant alternatif — dans les instruments de mesure ou dans les circuits d'alimentation — il faut que le courant inverse qui se manifeste pendant les alternances négatives de la tension à redresser soit maintenu dans des limites raisonnables pour ne pas compromettre le bon fonctionnement du redresseur. Ceci impose certaines précautions dans l'utilisation de ces diodes à cristal dans les circuits d'alimentation prévus pour des tubes redresseurs à vide.

C'est ainsi qu'on ne peut employer la diode à cristal pour le redressement des tension très élevée (1), car, tandis que dans une diode à vide la tension inverse n'est limitée que par l'isolement entre les deux électrodes — isolement de valeur toujours très grande —, par contre, dans une diode à cristal la résistance inverse est beaucoup moins élevée et elle varie considérablement avec la température de fonctionnement.

Les constructeurs de diodes au germanium ou au silicium indiquent toujours, parmi les autres caractéristique, la tension inverse maximale que chaque type de diode peut supporter. Cette tension inverse limite évidemment l'amplitude de la tension alternative pouvant être appliquée à l'entrée du circuit de redressement.

Utilisation comme détecteur

Nous avons publié, à la page 68 de ce cours, un tableau groupant les différents types de diodes pouvant être employées à la détection des courants haute fréquence. Elles se répartissent en deux catégories principales: les diodes pour usages généraux, que l'on peut employer soit pour le redressement des courants alternatifs (les instruments de mesure, par exemple), soit comme détecteur pour les ondes HF jusqu'à une certaine fréquence (1 MHz, par exemple). La seconde catégorie concerne les diodes spéciales pouvant être utilisées pour la détection des signaux de fréquence élevée, c'est le cas des discriminateurs ou détecteurs de rapport, dont la fréquence de travail est de l'ordre de 10 MHz. Evidemment, seuls conviennent à ces usages les types dans lesquels l'effet de la résistance inverse — c'est-à-dire la résistance offerte au passage du courant inverse — n'est pas neutralisé par la présence d'une capacité interne trop forte, susceptible de fournir un passage direct au signal à redresser.

(1) Il est, toutefois, possible de brancher plusieurs diodes en série.

DIODES SPECIALES

Diode « tunnel ». Ce type de diode présente également une propriété particulièrement intéressante: le courant direct (avec polarisation dans le sens passant augmente d'abord régulièrement lorsque la tension appliquée augmente, cela jusqu'à une tension déterminée. Passé ce point, à une augmentation de la tension correspond une diminution de courant de conduction: la diode présente une résistance négative, (**figure 13**). Si la tension augmente encore, la courbe reprend son allure normale. Etant donné la rapidité du passage d'un point à un autre de la caractéristique d'utilisation, cette diode convient particulièrement à la technique des micro-ondes et des impulsions, dans lesquelles les fréquences de fonctionnement sont très élevées.

Diode «Zener ». Cette diode présente une particularité extrêmement intéressante: si l'on augmente progressivement la tension inverse, la courbe d'intensité du courant inverse reste semblable à celle d'une diode ordinaire jusqu'à un certain point. Au delà de cette valeur (de la tension inverse), le courant inverse augmente si rapidement qu'il atteint son intensité maximale pour une très faible variation de la tension. Ce phénomène est représenté sur la courbe de la **figure 14**. Ces diodes, dites « Zener », sont utilisées pour la stabilisation des tension peu élevée (**figure 15**).

Photodiode. Nous avons dit, au début de cet exposé, que les caractéristiques de conduction d'une jonction étaient modifiées par un champ électrique ou par la lumière. Ce phénomène a été exploité pour la réalisation de photodiodes. Celles-ci présentent la propriété d'avoir une résistance qui varie avec l'intensité de la lumière tombant sur la jonction. Nous verrons, par la suite, quelques applications des photodiodes.

Leçon n° 83

LES TRANSISTORS

Le **transistor** est un dispositif électronique relativement récent, basé sur les propriétés de certains semiconducteurs. On peut l'employer dans presque toutes les applications qui nécessitaient auparavant l'utilisation des tubes thermoïoniques: ainsi, on peut les monter dans les circuits électroniques destinés à l'amplification des signaux, à la production des oscillations, des impulsions, etc... Le mot « transistor » résulte de la combinaison de deux termes anglo-saxon: «transfert» (qui signifie transfert) et resistor (résistance).

Le transistor est plus petit, plus léger et beaucoup plus durable que n'importe quel tube; en outre, il fonctionne sous des tensions moins élevées. Cette dernière caractéristique importante résulte du fait que son fonctionnement ne nécessite qu'une faible quantité d'énergie électrique et que, surtout, cette énergie n'est pas dissipée en chaleur comme dans les lampes, où une partie importante de la puissance d'alimentation sert au chauffage du filament. Enfin, le transistor, grâce à ses dimensions réduites, permet la miniaturisation des circuits.

Ces remarquables qualités l'ont immédiatement rendu indispensable dans la construction des appareils électroniques fixes ou portatifs de faible encombrement car, avantage supplémentaire et non négligeable, il fonctionne dès la mise sous tension des circuits, sans qu'il soit nécessaire d'attendre le chauffage du filament ou de la cathode (comme dans les appareils à tubes).

L'étude des diverses applications des transistors doit se faire très progressivement, car les circuits d'utilisation, bien que basés sur les principes fondamentaux de l'électronique, diffèrent sensiblement de ceux normalement employés dans les montages à tubes.

Parmi les appareils utilisant les transistors nous pouvons citer: les amplificateurs de surdité, les tourne-disques portatifs, les récepteurs de radio portatifs, les mégaphones électroniques, certains modèles de stabilisateurs de tension et un grand nombre d'instruments de mesure.

Ils sont également très largement employés dans les appareils à usages scientifiques et militaires comme par exemple, les fusées, les radars et les émetteurs-récepteurs portatifs. Très récemment, les transistors ont fait leur apparition dans les récepteurs de télévision où ils présentent de grands avantages.

Bref, les transistors peuvent remplacer avantageusement les tubes dans toutes les applications où les dimensions réduites, la légèreté et la faible consommation d'énergie sont des facteurs très importants.

TRANSISTORS A JONCTIONS

Nous voulons, dans cette étude, donner un ensemble d'informations sur les différents modèles de transistors. L'un d'eux — le transistor à jonctions — est actuellement le plus courant. Etant donné que la théorie de son fonctionnement est également valable pour les autres types, nous pouvons nous contenter d'exposer seulement celle-ci.

Le transistor est essentiellement constitué par deux jonctions et il comporte trois couches superposées de semiconducteur (**figure 1**). La couche centrale pouvant être soit du type **n**, soit du type **p**, tandis que les deux autres sont nécessairement du type opposé. Si la couche centrale est du type **p**, les couches extérieures sont du type **n**, et l'on obtiendra un transistor à jonctions du type **n-p-n**, comme le représente la figure 1. Inversement, si la couche centrale est du type **n**, les couches extérieures sont du type **p**, et l'on aura un transistor à jonctions du type **p-n-p**.

Dans les transistors, des connexions très peu résistantes sont soudées aux deux couches externes qui fonctionnement l'une comme **émetteur** et l'autre comme **collecteur**. Une troisième connexion est reliée à la couche centrale qui forme la **base**. Un boîtier à fermeture hermétique lui confère la robustesse voulue et un bon isolement des cristaux vis à vis des variations atmosphériques.

La **figure 2** représente une coupe schématique d'un transistor; on peut y voir que les connexions sont noyées dans un support en matière isolante et dépassent à l'extérieur comme les broches d'un tube; elles permettent ainsi, la mise en place du transistor dans un support auquel aboutissent les liaisons aux autres composants du circuit.

Lorsqu'on applique une tension continue de polarité convenable à l'**émetteur** d'un transistor, on constate le passage d'un courant; il y a effectivement **émission** de porteurs de charges qui se dirigent vers la région constituant la base; c'est pourquoi cette électrode est appelée émetteur. Si le collecteur est à son tour, polarisé dans le sens convenable il **recueille** tous ces porteurs de charges: il est évident que le nom de ces deux électrodes correspond parfaitement aux fonctions qu'elles remplissent.

Si l'émetteur est constitué par un semiconducteur

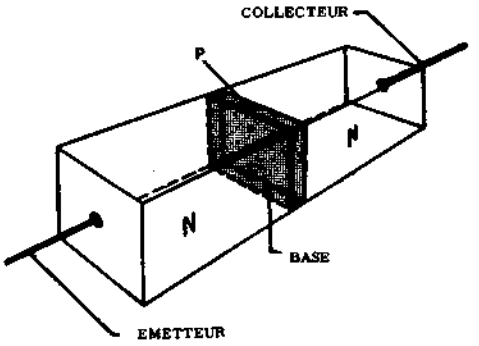


Fig. 1 - Un transistor à jonctions est constitué essentiellement par deux diodes à jonction, ayant une région « n » ou « p » commune.

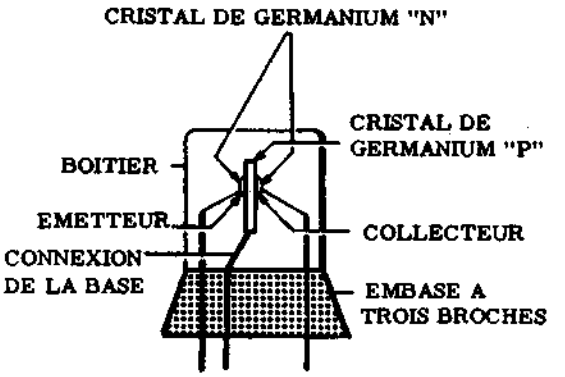


Fig. 2 - Structure interne d'un transistor à jonctions: on peut voir le cristal, les zones latérales du type « n » et les connexions.

du type **n**, les porteurs sont des électrons; inversement, s'il est constitué par un semiconducteur du type **p**, ce sont des lacunes.

Etant donné que le transistor peut être considéré comme formé par **deux** jonctions, le couple émetteur-base et le couple base-collecteur peuvent être considérés respectivement comme deux jonctions du type **p-n**.

La **figure 3** montre le principe de branchement des deux types de transistors. Chacun d'eux est représenté schématiquement de la façon conventionnelle. La base est figurée par un trait horizontal (qui peut d'ailleurs être vertical, selon les exigences du dessin, comme nous l'avons déjà vu), tandis que l'émetteur et le collecteur sont représentés par des traits inclinés par rapport à la base. Pour distinguer ces deux électrodes l'une de l'autre, celle figurant l'émetteur porte une flèche. Lorsque cette flèche a sa pointe tournée vers la base, le transistor est du type p-n-p, tandis que si elle indique que le courant sort de la base, il est du type n-p-n.

Il très important de noter que **cette flèche indique la direction du courant positif** que l'on a lorsque la polarisation est dans le sens direct, c'est-à-dire favorable. Ce courant circule dans le sens inverse de celui des électrons. C'est là une particularité qui demande un maximum d'attention, car dans de nombreux textes, on remarque que la direction indiquée est opposée à celle que nous connaissons.

Il existe une certaine tendance à employer les mêmes symboles pour les deux types; pour cette raison, en cas de doute sur le type de transistor représenté sur un schéma, il convient de vérifier soigneusement le numéro d'identification porté sur le boîtier avant de procéder à un remplacement éventuel.

Dans la figure 3-**A**, la jonction **p-n**, formée par l'émetteur et la base, est polarisée dans le sens favorable (c'est-à-dire dans le sens de la plus faible résistance). L'autre jonction **p-n**, constituée par la base et le collecteur, est par contre polarisée dans le sens inverse (c'est-à-dire dans celui de la plus forte résistance). En d'autres termes, dans le transistor du type **n - p - n** l'émetteur est porté à un potentiel négatif par rapport à la base, tandis que le collecteur est à un potentiel positif.

Dans la figure 3-**B**, représentant un transistor du type **p-n-p**, les sens des courants sont inversés: en outre, dans la figure 3-A, le courant constitué essentiellement d'électrons, passe principalement de l'émetteur au collecteur. En effet, les électrons après avoir abandonné l'émetteur, traversent le semiconducteur positif constituant la base. Comme cette base est formée par une très mince couche de substance, sa teneur en trous mobiles est faible et la plus grande partie des électrons pourra rejoindre le collecteur, porté à un potentiel positif, grâce à l'intense champ électrique qui existe dans la jonction du collecteur lui-même; le risque de recombinaison des électrons libres de E avec les trous mobiles de B étant minime. Le courant de la base est très faible, car il est constitué seulement d'un petit nombre d'électrons qui se combinent avec les lacunes de cette base. Les courants de l'émetteur et du collecteur sont donc presque égaux.

Il faut noter que l'intensité du courant du collecteur est fonction de l'intensité du courant de l'émetteur, bien plus que de la tension appliquée au collecteur lui-même. En faisant varier l'intensité du courant passant dans le circuit de l'émetteur, on fait donc varier l'intensité du courant du collecteur. En pratique, cette variation du courant de l'émetteur est obtenue en superposant un courant alternatif de faible amplitude au courant continu de polarisation. Dans le circuit de la figure 3, si l'on réduit à zéro la tension de l'émetteur, on aura, à travers la haute résistance de la jonction du collecteur, le passage d'un courant résiduel très faible (appelé courant de saturation inverse, ou de coupure). Ce courant de coupure, est représenté par le symbole Ico. Ce courant dépend de la rupture à température ambiante des liens entre atomes de germanium (ou de silicium). Le nombre de ruptures étant d'autant plus grand que la température est élevée le courant résiduel croît considérablement avec la température.

LES PARAMETRES DES TRANSISTORS

Dans la figure 3-A, le circuit base-émetteur est polarisé dans le sens favorable, il forme donc un circuit à

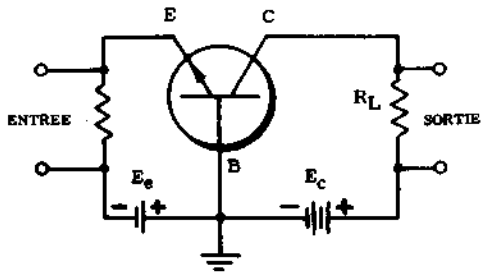


Fig. 3-A - Schéma d'utilisation d'un transistor du type « n-p-n ». La base est positive par rapport à l'émetteur, mais négative par rapport au collecteur. Le montage est du type avec base à la masse ou « base commune ».

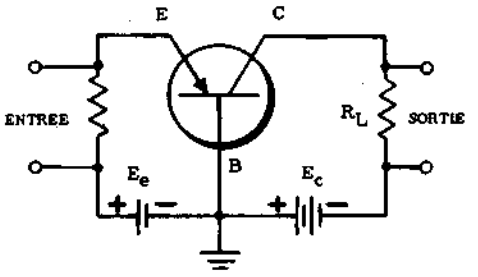


Fig. 3-B - Schéma d'utilisation d'un transistor du type « p-n-p ». Comme on le voit, les polarités des deux sources de tension sont inversées.

basse impédance. Inversement, le circuit du collecteur (ou de sortie) est à haute impédance, étant polarisé en sens inverse. Le gain (amplification) que l'on peut obtenir d'un transistor, résulte précisément de cette différence entre l'impédance d'entrée et celle de sortie, ce qui permet d'utiliser le transistor comme étage amplificateur. Bien que les courants de l'émetteur et du collecteur soient à peu près égaux, il est possible d'obtenir une amplification de puissance appréciable.

Dans le transistor à jonctions du type p-n-p de la figure 3-B, les polarités des tensions d'alimentation sont inversées, le courant est donc constitué par le déplacement de lacunes et non plus par le déplacement d'électrons. Ceci mis à part, le fonctionnement des deux types est tout à fait identique, car dans les deux cas on a une basse impédance d'entrée (base-émetteur) et une haute impédance de sortie (base-collecteur).

Le courant du collecteur est pratiquement indépendant de la tension du collecteur. Par exemple, dans un circuit classique dans lequel le transistor est monté avec sa base à la masse, une variation de 40 volts de la tension du collecteur provoque une augmentation du courant de 30% seulement de sa valeur initiale.

En outre, puisqu'une faible tension appliquée à l'émetteur provoque dans celui-ci le passage d'un courant important, le circuit émetteur-base se comporte comme une résistance de faible valeur par rapport aux signaux d'entrée. Il en résulte que la résistance d'entrée d'un transistor est de très faible valeur.

Les courbes caractéristiques de la **figure 4** sont les courbes statiques de tensions et de courants relatives à un transistor à jonctions du type **n-p-n**, employé dans un circuit avec base à la masse, comme celui de la figure 3-A. Ces courbes ressemblent à celles d'un tube pentode et, elles peuvent servir comme celui-ci à déterminer le fonctionnement du transistor dans les circuits amplificateurs. En effet, en traçant sur ces courbes, la droite de charge, comme nous l'avons fait sur cette figure, on peut déterminer exactement les conditions de fonctionnement du circuit étudié. Ces courbes montrent les variations du courant du collecteur (i_c) en fonction de la tension appliquée à ce collecteur (u_c) et du courant de l'émetteur (i_e).

L'examen de ces courbes nous montre que le courant du collecteur est pratiquement indépendant de la tension appliquée à ce collecteur, pourvu que cette tension soit suffisante pour attirer tous les porteurs de charge qui atteignent la jonction.

Dans un transistor à jonctions, si tous les porteurs de charge émis par l'émetteur atteignaient le collecteur, les courants de ces deux électrodes seraient égaux. Dans ces conditions, l'amplification en courant entre émetteur et collecteur serait égale à l'unité.

Le gain en courant, ou amplification en courant, d'un transistor est représenté par le symbole α (lettre grecque «alfa »), il correspond au facteur d'amplification μ d'une lampe. Par α on désigne le rapport entre une variation du courant du collecteur et une variation donnée du courant de l'émetteur, tandis que le potentiel du collecteur est maintenu à une valeur constante.

Dans un transistor à jonctions du type n-p-n, certains des électrons émis se combinent avec des lacunes de la base et sont acheminées vers l'électrode correspondante. De même, dans le type p-n-p, certaines lacunes se combinent avec les électrons qui abondent dans la base et sont acheminées vers l'électrode correspondante. Il en résulte que l'augmentation du courant du collecteur sera légèrement inférieure à une augmentation correspondante du courant de l'émetteur. C'est pourquoi le coefficient α d'un transistor à jonctions est toujours inférieur à l'unité; en pratique les valeurs de α sont comprises entre 0,90 et 0,99.

En se référant à la figure 3-A ou note que si l'on superpose un signal de faible amplitude à la tension de polarisation de l'émetteur, en raison de la basse impédance du circuit d'entrée, cette variation entraîne une variation sensiblement égale du courant du collecteur et celui-ci, passant dans la résistance de charge R_L, donne naissance au signal de sortie aux bornes de cette résistance. L'impédance de sortie étant beaucoup plus élevée que celle d'entrée, il est évident qu'un courant collecteur presque égal au courant d'émetteur, don-

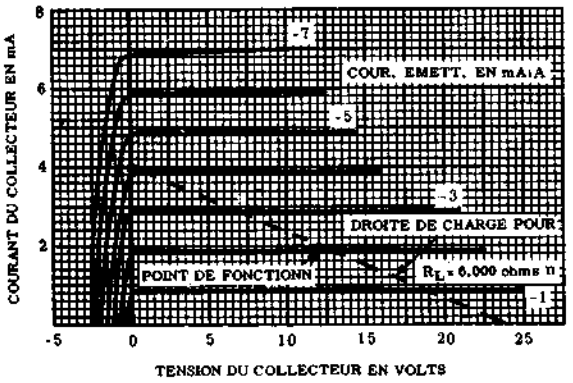


Fig. 4 - Courbes caractéristiques d'un transistor à jonction montrant les relations statiques entre tensions et courants, dans un circuit avec base commune. Dans cet exemple, avec un courant d'émetteur de 2mA, une tension de collecteur de 12,5 volts, on a un courant de collecteur de 1,9 mA. La droite de charge est tracée pour R_L = 6 000 ohms.

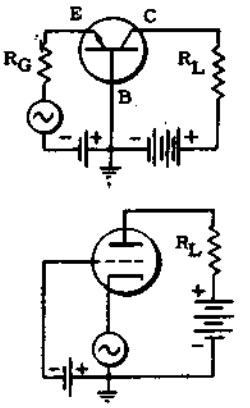


Fig. 5-A - Un transistor monté avec base à la masse, ou base commune, équivaut à une triode avec grille à la masse.

nera un signal de sortie d'amplitude plus grande que celle du signal d'entrée.

Un transistor peut donc procurer une amplification en tension, importante en raison du rapport élevé qui existe entre la résistance de sortie et celle d'entrée. Une faible variation du courant de l'émetteur, produite par un signal de faible amplitude, se transmet presque intégralement au circuit du collecteur et donne naissance à une tension de sortie de plus forte amplitude aux bornes de la charge.

COMPARAISON AVEC LES MONTAGES A TUBES

Dans les montages à transistors décrits ci-dessus, la base a toujours été considérée comme étant commune aux circuits d'entrée et de sortie. Ce type de montage est connu sous le nom de « **base commune** » ou, **également**, de « **base à la masse** ». Il existe encore deux autres montages, où l'émetteur ou le collecteur est l'électrode commune; ce sont les montages à « **émetteur commun** » ou « **émetteur à la masse** » et les montages à « **collecteur commun** » ou « **collecteur à la masse**.

La **figure 5** représente ces trois types de montages comparés aux circuits équivalents à tube triode.

L'amplificateur à transistor avec base à la masse, ou base commune, (figure 5-**A**) présente une impédance d'entrée relativement basse (50 ohms, environ) et une impédance de sortie élevée (100.000 ohms, environ); il ne produit pas de déphasage entre le signal d'entrée et celui de sortie, cela veut dire que la polarité instantanée du signal de sortie est la même que celle du signal d'entrée. Ce montage est comparable à un amplificateur à tube avec grille à la masse; dans tous les cas, l'émetteur correspond à la cathode, la base à la grille et le collecteur à la plaque.

L'amplificateur à transistor avec émetteur à la masse, ou émetteur commun, (figure 5-**B**), présente une impédance d'entrée relativement élevée (environ 1 000 ohms), une impédance de sortie également élevée (30 000 ohms, environ); il procure une forte amplification (en courant et en tension) et les signaux d'entrée et de sortie sont déphasés de 180°, c'est-à-dire qu'ils sont de polarités instantanées opposées. Ce montage correspond à un amplificateur à tube usuel, c'est-à-dire avec cathode à la masse.

Enfin, l'amplificateur à transistor avec collecteur à la masse (figure 5-**C**) correspond au montage à tube « cathode follower » (ou à charge cathodique). Il présente une impédance d'entrée élevée (30.000 ohms, environ), une basse impédance de sortie (600 ohms, environ) et il ne déphase pas le signal. On l'appelle souvent montage « **émetteur follower** » ou « **émettodyne** ».

Le montage avec émetteur commun est le seul qui produit un déphasage entre le signal d'entrée et celui de sortie.

Suivant les résultats à obtenir, on adoptera l'un ou l'autre des trois montages ci-dessus. Ceci constituera une partie du sujet que nous traiterons en détail dans notre étude sur les montages à transistors. Si nous comparons les montages à transistors à ceux à tubes, nous constatons que la différence la plus importante réside probablement dans le fait qu'il n'existe pas une nette séparation entre le circuit d'entrée et celui de sortie, dans un transistor. Par contre, nous savons que cette séparation est évidente dans le cas d'un tube.

L'existence de deux types de transistors, les types **n-p-n** et **p-n-p** permet une très grande variété d'applications. Cette situation est comparable à celle que l'on pourrait avoir s'il existait des lampes fonctionnant avec un potentiel négatif sur la plaque et avec des électrons positifs.

On remarquera que dans la figure 5, les transistors sont tous des **n-p-n**, car ce type présente une plus grande analogie avec les tubes. En effet, le collecteur (que l'on peut assimiler à la plaque d'une lampe) est porté à un potentiel positif par rapport à l'émetteur (assimilable à une cathode). Il est bien évident que l'on peut également utiliser dans ces montages des transistors du type **p-n-p**; dans ce cas, la flèche placée sur l'émetteur serait tournée vers la base et la polarité des tensions d'alimentation serait inversée; aucune autre modification ne serait apportée au circuit.

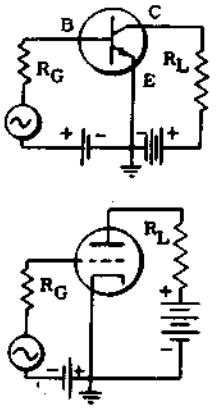


Fig. 5-B - Un transistor monté avec émetteur à la masse, ou émetteur commun, équivaut à une triode avec cathode à la masse.

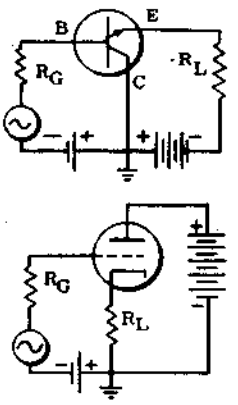


Fig. 5-C - Un transistor monté avec collecteur à la masse, ou collecteur commun, équivaut à une triode avec plaque à la masse (à travers la source de tension anodique) connue sous le nom de « cathode follower ».

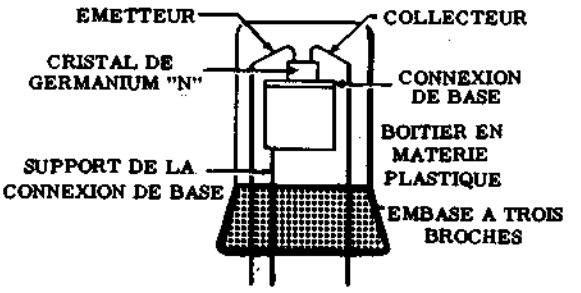


Fig. 6 - Structure interne d'un transistor à pointes de contact. Comme on le voit, le cristal est d'un type unique (« n » ou « p »).

TRANSISTORS A POINTE DE CONTACT

Un autre type de transistor dont le fonctionnement est semblable à celui décrit ci-dessus, est le transistor à pointes de contact. Mais, bien que le fonctionnement soit identique dans les deux cas, sous bien des rapports, le transistor à pointes de contact a tout de même, quelques caractéristiques différentes.

Avant tout, il est bon de se rappeler que le transistor à pointes de contact fut inventé le premier. Toutefois, la production actuelle est constituée entièrement par les modèles à jonctions qui se prêtent mieux à une production industrielle de grande série.

La **figure 6** représente un transistor à pointes de contact dans lequel les électrodes sont constituées par de minces fils métalliques qui appuient directement sur le cristal; ces pointes, qui sont à une très faible distance l'une de l'autre sont en contact avec le cristal formant la base. Ce cristal peut être aussi bien du type **p** que du type **n**. Comme nous l'avons vu pour la diode à pointe de contact, si la base est constituée par du germanium du type **n**, on pense que tout autour du point de contact de chaque électrode se forme une petite zone du type **p** (microjonction - voir **figure 7-A**).

Inversement, si la base est du germanium du type **p**, il se forme une zone de type **n** (figure 7-**B**). On suppose que la formation de ces zones se produit sous l'effet du courant traversant le cristal pendant le processus de fabrication.

En regardant la figure 7-A, nous voyons que les pointes de contact de l'émetteur et du collecteur s'appuient sur des zones du type **p**. Ce type de transistor est donc semblable à un transistor à jonction **p-n-p**. On peut faire la même comparaison pour le transistor à pointes de la figure 7-B, qui est semblable à un transistor à jonction **n-p-n**.

Le transistor à pointes de contact fonctionne comme celui à jonction; les porteurs de charge sont injectés dans la base par l'émetteur convenablement polarisé et sont recueillis par le collecteur. Toutefois, la principale différence entre le transistor à jonctions et le transistor à pointes réside dans le fait que, dans ce dernier, une variation donnée du courant de l'émetteur produit une variation plus importante du courant du collecteur: l'amplification de courant d'un transistor à pointes peut donc être supérieure à l'unité, en général α est de l'ordre de 2,5. Etant donné que dans un transistor à pointes de contact, le coefficient d'amplification de courant, α, est plus grand que un, on peut réaliser des circuits présentant une **résistance négative**, donc susceptibles d'osciller facilement. Ceci peut être extrêmement utile pour la réalisation d'oscillateurs, mais peut être également une source de complications dans le cas d'étages amplificateurs.

La **figure 8** donne les courbes caractéristiques d'un transistor à pointes de contact; elles permettent de déterminer les tensions et les intensités du courant du collecteur correspondant à diverses valeurs du courant de l'émetteur. En outre, en comparant ces courbes à celles de la figure 4, relatives à un transistor à jonctions on peut constater que l'inclinaison est plus prononcée, c'est-à-dire que les caractéristiques sont quelque peu différentes. Dans le type à pointes de contact, le courant du collecteur augmente assez fortement lorsqu'on augmente la tension qui lui est appliquée, alors qu'il ne varie que très peu dans un transistor à jonction.

Le transistor à pointes de contact présente un autre avantage sur celui à jonctions: il peut fonctionner sur des fréquences plus élevées. Ceci est dû au fait que la capacité du collecteur, C_c, est plus faible en raison de la très petite surface de contact existant entre la pointe du collecteur et la base. En outre, la résistance de base (r_b) étant plus faible, la limite maximale de α ($f_{\alpha co}$) est plus élevée.

CARACTERISTIQUE DE FREQUENCE

Jusqu'à ces toutes dernières années, le domaine d'application des transistors se trouvait limité du fait qu'ils ne pouvaient fonctionner correctement aux fréquences élevées. De nombreux progrès ont été accomplis dans cette voie et, actuellement, on trouve couramment des modèles pouvant être utilisés en ondes courtes et même en télévision (transistors « Drift »).

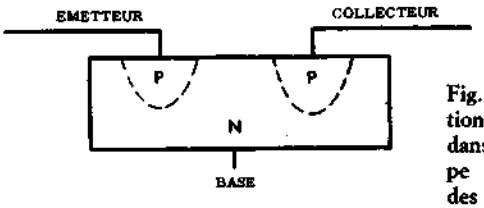


Fig. 7-A - Formation des régions «p», dans une base de type «n», à proximité des pointes de contact.

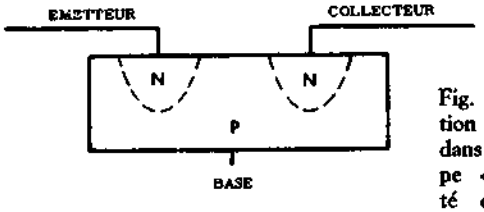


Fig. 7-B - Formation des régions «n» dans une base de type «p», à proximité des pointes de contact.

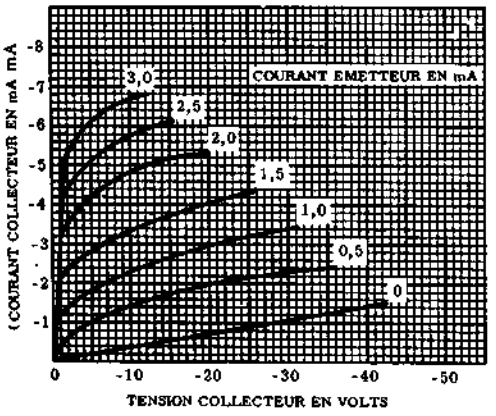


Fig. 8 - Courbes caractéristiques d'un transistor à pointes de contact. Comme on peut le voir d'après l'allure de ces courbes, le gain en courant est plus élevé que pour le type à jonctions.

Comme dans les tubes, ces limitations sont dues essentiellement aux capacités internes (**figure 9**) et au temps de transit.

Dans les conditions de polarisation favorable, polarisation directe, la capacité de la jonction de l'émetteur peut être très importante; toutefois, elle peut être négligeable car elle est, pour ainsi dire, « shuntée » par la basse impédance du circuit d'entrée. Dans le circuit de sortie, le collecteur est polarisé de manière inverse, la capacité est relativement faible (C_c étant compris entre 10 et 20 pF), mais, l'impédance du circuit de sortie étant élevée, elle ne peut pas être négligée. En effet, cette capacité interne, s'ajoutant à celle des divers composants du circuit, se trouve en parallèle sur l'impédance de charge. Lorsque la fréquence augmente, cette impédance parasite, en parallèle sur la charge, devient plus faible; il en résulte que les variations de courant dans la charge (donc la puissance de sortie) diminuent lorsque la fréquence augmente.

L'autre cause de limitation de fréquence réside dans le temps de transit, auquel s'ajoute l'influence réciproque entre les courants de l'émetteur et du collecteur. A ce propos, il convient de rappeler que la vitesse des électrons correspond à celle de la lumière, non pas parce que ceux-ci se déplacent à cette vitesse mais parce que le champ électrique E auquel sont soumis les électrons du semiconducteur se déplace lui-même à la vitesse de la lumière.

Le courant de lacunes, dépend du mouvement des électrons dans la matière et il se déplace avec une vitesse beaucoup plus faible, ce qui contribue fortement à limiter la fréquence d'utilisation.

Aux fréquences élevées, une grande partie des porteurs, qu'ils soient électrons ou lacunes, injectés dans la base, n'ont pas le temps d'atteindre la jonction du collecteur avant que le signal d'entrée (constitué par un courant alternatif) n'ait inversé sa polarité. Ceci est dû au fait que le temps de transit prend une partie considérable du temps pendant lequel se produit un cycle complet du signal. En conséquence, tous les porteurs qui n'ont pas eu le temps de rejoindre le collecteur restent prisonniers de la base. Ce phénomène provoque une diminution de l'amplification de courant (alpha) et l'on en déduit facilement que ce coefficient diminue lorsque la fréquence augmente.

L'amplification en courant, α, est donnée par le rapport entre une variation du courant du collecteur et une variation déterminée du courant de l'émetteur, la tension d'alimentation du collecteur étant maintenue à une valeur constante. Cette définition s'applique à l'amplification en courant d'un transistor fonctionnant en basse fréquence (en prenant une fréquence de référence de 1 000 Hz). Le comportement d'un transistor en fonction de la fréquence dépend de sa fréquence de coupure, c'est-à-dire la fréquence pour laquelle le coefficient d'amplification de courant α n'est plus que les 70,7% de sa valeur à la fréquence de référence (1 000 Hz).

Le temps de transit produit également un déphasage entre le signal d'entrée et celui de sortie, qui peut atteindre 60° à la fréquence de coupure. Tout comme dans un tube, ce déphasage est indésirable, car il réduit le rendement du circuit tout entier.

On a réalisé récemment deux types de transistors pouvant partiellement obvier aux inconvénients dûs aux capacités internes et au temps de transit: ce sont les transistors **tétrodes** et les transistors **p-n-i-p** et **n-i-p-n**. Ces nouveaux types ont été créés pour essayer d'obtenir des caractéristiques de fonctionnement mieux adaptées à leur utilisation aux fréquences élevées.

Nous avons indiqué, à propos du transistor à pointes de contact, que l'on pouvait réduire la capacité du collecteur (C_c) en réduisant la surface de la jonction. Cette réduction est impossible au delà d'une certaine limite, dans le type à jonction. La capacité du collecteur peut également être réduite en diminuant la conductivité du semiconducteur de la base; toutefois, cela entraînerait une augmentation de la résistance de la base (r_b) et cette augmentation, à son tour, abaisserait la fréquence critique ($f_{\alpha co}$).

La **figure 10** représente un transistor tétrode du type à jonctions; il est semblable aux transistors triodes précédemment décrits à l'exception du fait que

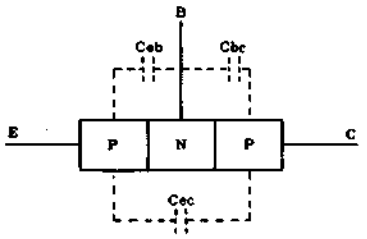


Fig. 9 - Représentation schématique des capacités interélectrodes existant entre émetteur et base (C_{eb}), entre base et collecteur (C_{bc}) et entre émetteur et collecteur (C_{ec}). La présence des capacités interélectrodes compromet naturellement le fonctionnement du transistor aux fréquences supérieures à une certaine limite.

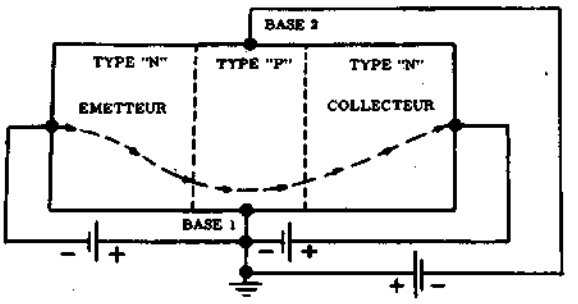


Fig. 10 - Représentation schématique d'un transistor tétrode à jonctions. La tension appliquée à la base 2 est d'une polarité telle que les porteurs de charge se déplacent dans une zone limitée de la base seulement. Ceci a pour effet de réduire considérablement la capacité interne.

la base comporte une seconde électrode placée en direction opposée de l'électrode normale. En appliquant à cette nouvelle électrode un potentiel qui s'oppose au courant normal, les porteurs de charge circulant entre l'émetteur et le collecteur à travers la base, sont comprimés dans une petite partie de celle-ci à proximité immédiate de l'électrode de base. Ceci a pour résultat de réduire pratiquement la surface de la section transversale et l'on peut ainsi obtenir électriquement ce qu'on ne pouvait réaliser mécaniquement.

Le principal avantage du transistor tétrode réside dans le fait que la limite de fréquence ($f \alpha_{co}$) se trouve être considérablement étendue du côté des fréquences élevées. Ceci est dû à la diminution de la surface active de la jonction de base, d'où plus faible capacité interne et temps de transit plus court.

La **figure 11** représente un transistor à jonctions du type **n-p-i-n**. Il diffère du type **n-p-n** par l'introduction d'une couche de germanium **intrinsèque** entre la base et le collecteur. Le germanium intrinsèque, ou de type **i**, peut être constitué soit par du germanium extrêmement pur, soit par du germanium contenant un nombre égal de **donneurs** et **d'accepteurs**.

La présence de cette couche permet de réduire considérablement la capacité du collecteur et la résistance de la base, d'où une élévation correspondante de la fréquence de coupure. Elle entraîne également une forte chute de tension à l'extrémité de la couche intrinsèque, mais cette chute peut être compensée par une augmentation de la tension appliquée au collecteur.

PUISSANCE ET DISSIPATION

Dans le paragraphe consacré aux propriétés du germanium, nous avons indiqué que l'agitation thermique à la température ambiante était assez grande pour donner à quelques électrons périphériques une énergie suffisante pour rompre les liens de valence et pour devenir, ainsi, des « électrons libres ». A la température normale, le nombre de ces électrons est peu élevé, mais à partir d'une certaine température critique, de l'ordre de 95° C, cet effet devient très important et le nombre des électrons libres devient excessif. Les électrons ainsi libérés provoquent une augmentation de la conductibilité qui, dans le germanium pur, est tellement rapide que ce semiconducteur voit sa résistance diminuer fortement quand la température augmente.

A la température critique, l'effet thermique devient prépondérant et dépasse la conductibilité due à la présence des impuretés du type **n** ou **p**: dans ce cas, le fonctionnement du transistor devient impossible. Par la suite, si la température continue à s'élever, on arrive à un point où se produit la diffusion de ces mêmes impuretés. Ceci a lieu lorsque l'agitation thermique devient si forte que les atomes d'impuretés se trouvent déportés vers l'extrémité opposée de la jonction; dans ce cas, le transistor est définitivement détérioré.

La dissipation de puissance dans un transistor est importante car le passage d'un courant dans un semiconducteur, tout comme dans un conducteur, dégage de la chaleur. La plus grande partie de cette chaleur est dissipée par la jonction du collecteur. Les limites de température de fonctionnement des transistors varient selon les types; elles sont indiquées par le fabricant et ne doivent jamais être dépassées.

On a créé divers modèles de transistors pouvant dissiper une forte puissance; ils comportent tous des dispositifs particuliers susceptibles d'évacuer la chaleur développée à proximité de la jonction du collecteur pendant le fonctionnement. Une des méthodes les plus utilisées consiste à relier une des électrodes (le collecteur) au boîtier du transistor. Dans la plupart des cas, ce boîtier métallique est en contact mécanique avec le châssis, soit directement, soit par l'intermédiaire d'une mince feuille de mica destinée à l'isoler électriquement du châssis, tout en permettant les échanges thermiques (voir **figure 12**). De cette façon, le châssis sert de refroidisseur et permet une plus forte dissipation de puissance.

La température ambiante a également une certaine importance en ce qui concerne la puissance de sortie pouvant être délivrée par un transistor. En effet, il est facile de comprendre que la dissipation de chaleur sera d'autant plus faible que la température ambian-

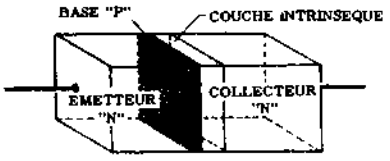


Fig. 11 - Représentation schématique d'un transistor du type «n-p-i-n». On notera la présence d'une couche intrinsèque entre la base et le collecteur.

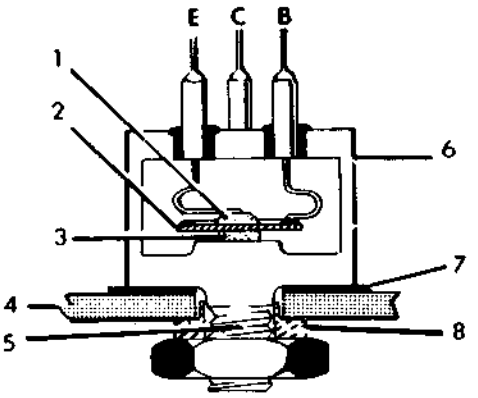


Fig. 12 - Exemple de fixation d'un transistor de puissance sur un châssis métallique, avec dispositif de refroidissement. 1) Emetteur; 2) Base; 3) Collecteur; 4) Châssis; 5) Vis de fixation; 6) Boîtier métallique; 7) Mica; 8) Rondelle isolante.

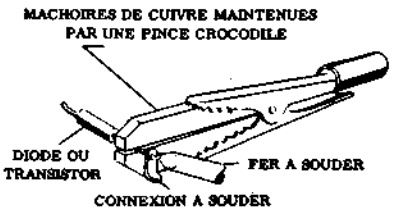


Fig. 13 - On peut refroidir suffisamment les connexions d'un transistor, ou d'une diode, en fixant deux pièces de cuivre à une pince crocodile.

te sera plus élevée, puisqu'un petit nombre de calories (dégagées en cours de fonctionnement) suffira pour amener la jonction à sa température limite de fonctionnement.

La principale différence entre les transistors et les tubes apparaît nettement dans l'amplification de puissance. Dans un amplificateur à transistors, chaque étage contribue à l'amplification de puissance; par contre, dans un amplificateur à tubes, l'amplification de puissance se fait uniquement dans l'étage final. Ceci mis à part, ces deux types d'amplificateurs présentent de grandes analogies: tout comme les tubes, les transistors utilisés dans les amplificateurs de puissance peuvent fonctionner soit en classe A, soit en push-pull classes AB ou B. L'amplification de puissance maximum pouvant être obtenue d'un transistor est de l'ordre de 40 dB; on obtient couramment des amplifications de 440 fois, c'est-à-dire de 26 dB environ.

Le bruit interne des transistors est produit par les variations accidentelles des courants passant à travers les jonctions, ainsi que des fluctuations de répartition du courant de l'émetteur entre les circuits de la base et du collecteur. Le facteur de bruit d'un transistor à jonctions est plus faible que celui d'un transistor à pointes de contact. Les transistors ont un facteur de bruit plus élevé que les tubes; il peut être, toutefois, réduit en diminuant la tension appliquée au collecteur. Il faut noter, en outre, que le bruit d'un transistor est inversement proportionnel à la fréquence de travail.

TECHNIQUE DU MONTAGE

Les appareils à transistors diffèrent notablement des appareils à tubes, tant du point de vue électrique que mécanique; la technique du montage, de la manipulation en général, se trouve être profondément modifiée. En particulier, en raison de la petitesse des transistors et des composants qui lui sont associés, et du goût toujours plus prononcé pour la miniaturisation, le technicien rencontrera des difficultés nouvelles au cours du montage ou de la réparation de ce type d'appareils.

Le classique fer à souder de 100 watts et la pince ordinaire que l'on trouve habituellement sur le banc de travail des techniciens de l'électronique ne conviennent certainement plus au travail sur les montages à transistors. La plupart des pinces ont des dimensions encore excessives pour cet usage; même les plus petites ne sont guères utilisables et ce sont les brucelles, dont nous avons parlé précédemment, qui sont généralement employées pour ces travaux. Les transistors sont particulièrement sensibles à la chaleur, c'est pourquoi, pour éviter un échauffement dangereux, la soudure des connexions terminales devra être effectuée en prenant des précautions particulières.

Comme cela se produit dans le cas des tubes subminiatures, les transistors sont fréquemment soudés directement aux composants du circuit, ou sur la plaquette à circuit imprimé, sans l'intermédiaire de supports. Pour effectuer cette opération délicate, il faut utiliser un fer à souder du type «crayon», avec une panne longue et mince (voir la figure 22 de la page 16), ainsi qu'une pince spéciale pourvue de masses métalliques pour absorber la chaleur. Cette pince, comme le montre la **figure 13**, serre les extrémités du conducteur entre le point où doit être effectuée la soudure et le transistor. Ainsi, une bonne partie de la chaleur dégagée pendant l'opération est absorbée par les masses de laiton dont la pince est pourvue et est dispersée dans l'air ambiant au lieu d'atteindre le cristal, comme cela se produirait inévitablement si ces précautions n'étaient pas prises. On laissera en place cette pince pendant au moins 20 secondes après la soudure.

Ce genre de pinces doit toujours être employé aussi bien pour le montage des transistors que pour celui des condensateurs miniatures; l'alliage pour la soudure devra être du type 60/40 (60% d'étain et 40% de plomb), c'est en effet cette proportion qui donne la plus basse température de fusion, et on l'utilisera sous forme de fil à âme décapante de 2 mm de diamètre environ.

La table de travail devra être convenablement éclairée, par une lampe de bureau orientable de préférence, et l'on utilisera avec profit une grosse loupe d'agrandissement, montée sur un support orientable,

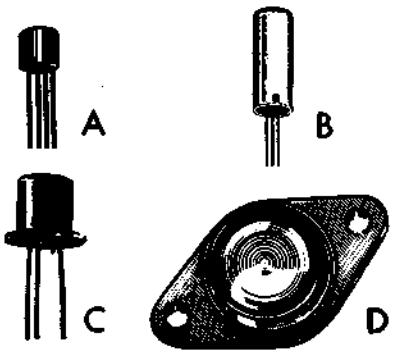


Fig. 14 - Types de transistors. En A, transistor de petites dimensions, à puissance minime: B et C sont deux types à moyenne puissance. En D, type de transistor pour étage final, avec plaquette de refroidissement.

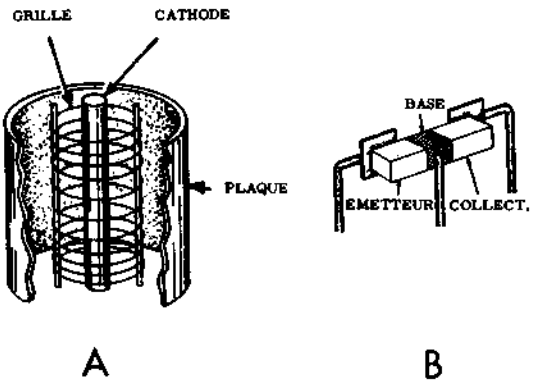


Fig. 15 - Comparaison entre la structure interne d'une triode (A) et celle d'un transistor (B). La position réciproque des trois électrodes qui les constituent est mise en évidence dans les deux dessins.

pour laisser libres les mains de l'opérateur.

Le montage terminé, avant de procéder aux premiers essais, il convient de vérifier très soigneusement les connexions. La qualité et les caractéristiques de tous les composants devront être contrôlés avec soin en prenant toutes les précautions nécessaires. En effet, dans les montages à transistors, dont les circuits sont généralement à basse impédance, beaucoup de condensateurs sont du type électrolytique à basse tension de service; par exemple, un condensateur de couplage pourra avoir une capacité de 3 μF et une tension de service de 6 volts, ses dimensions approximatives étant: 3 mm de diamètre et 12 mm de longueur. Le branchement à ses bornes, même pendant un court instant, d'un ohmmètre alimenté par une pile d'une tension supérieure à 20 volts, ou d'un capacimètre fonctionnant sous 50 volts, détériorerait immédiatement ce condensateur. Comme pour tout condensateur électrolytique, il faut également respecter la polarité de la tension appliquée à ses bornes.

Avant de brancher une tension quelconque, il faut s'assurer du type du transistor, p-n-p ou n-p-n. En effet, alors qu'un tube à toujours un potentiel positif sur sa plaque, mais ne peut pas être endommagé par l'application éventuelle d'une tension négative, les transistors, par contre, peuvent être de deux types différents fonctionnant avec des tensions opposées sur leurs électrodes. Dans ce cas, l'application d'une tension de polarité inverse peut les détériorer irrémédiablement si la dissipation de puissance dans la jonction dépasse la valeur permise, ou si la tension inverse est supérieure à la valeur maximale pouvant être tolérée.

Les transistors peuvent être soumis à des courants transitoires intrinsèques, comme ceux provoqués par une variation instantanée du signal ou par une interruption brutale des connexions aux électrodes. Pour cette raison, il faut toujours débrancher la tension d'alimentation avant de connecter ou de déconnecter un transistor. Par contre, s'il est nécessaire de le brancher pendant le fonctionnement, ou de l'enlever, il convient de relier, ou de débrancher, avant tout la connexion de la base.

Lorsque les transistors fonctionnent avec des signaux de faible niveau, on peut redouter des interférences gênantes produites par des signaux parasites ou des inductions indésirables. Il est donc à conseiller, au cours des mesures, de brancher aux fils de liaison avec les instruments de mesure des filtres convenables, pour éviter l'influence d'un émetteur rapproché ou puissant ou des inductions du secteur électrique.

La plupart des instruments de mesure destinés au contrôle des appareils à transistors sont alimentés sur piles. Pour éviter le bruit de fond et les courants de fuite, il est parfois utile d'injecter le signal du générateur aux différents étages, par l'intermédiaire d'un couplage inductif. Pour cela, on branche aux bornes du générateur une bobine qui sera couplée provisoirement, pendant les essais, à une autre inductance insérée dans le circuit à essayer.

D'autres précautions seront prises au cours des mesures des tensions, ou de l'examen des formes d'ondes, en raison des petites dimensions des circuits et des composants. En effet, dans les appareils à transistors, les connexions et les cosses des différents éléments du circuit sont très rapprochées et il est facile, en approchant les pointes de touche des instruments de mesure, ou le tournevis, de provoquer accidentellement des courts-circuits susceptibles d'endommager certains éléments.

La sensibilité à la chaleur est un des défauts majeurs des montages à transistors. Pour contrôler cet effet, il suffira de prévoir un coffret métallique chauffé par une lampe de 60 watts environ, dans lequel pourra être enfermé le circuit à essayer. Avant d'être certain que l'appareil a été convenablement réparé, on le fera fonctionner quelques minutes à la température maximale autorisée, en le plaçant dans cette enceinte chauffée par la lampe à incandescence. La plupart des oscillations parasites se manifestent uniquement lorsque les transistors sont chauds et disparaissent dès que la température de fonctionnement s'abaisse. Nous retenons utile conclure l'argument en présentant **(Fig. 14)** quelques transistors en dimensions réelles et une comparaison de leur structure avec celle d'un tube **(Fig. 15)**.

Leçon n° 84

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 82 et 83

N. 1 — Qu'entend-on par « électron de valence » ?

N. 2 — Qu'eppelle-t-on semiconducteur ?

N. 3 — Comment sont constitués les deux courants qui se manifestent dans un semiconducteur ?

N. 4 — Dans quels cas un semiconducteur est-il du type p ou du type n ?

N. 5 — Combien existe-t-il de types de diode à cristal ?

N. 6 — Quels sont les avantages d'une diode à cristal par rapport à une diode à vide ? Quels sont par contre les inconvénients ?

N. 7 — Qu'entend-t-on par tension inverse ?

N. 8 — Comment se comporte dans des conditions normales le germanium à l'état de pureté absolue ?

N. 9 — Quels sont les effets produits par l'adjonction d'impuretés à un cristal de germanium ou de silicium pur ?

N. 10 — Quelles sont les différences entre une diode à jonction et une diode à pointes de contact?

N. 11 — En quoi un transistor diffère-t-il d'une diode à jonction ?

N. 12 — A quelles électrodes d'un tube peuvent être comparées les électrodes d'un transistor ?

N. 13 — Combien existe-t-il de types de transistors ?

N. 14 — Quelle est la différence entre les transistors p-n-p et n-p-n ?

N. 15 — Quelle est la différence entre un transistor à jonctions et un transistor à pointes de contact ?

N. 16 — Comment peut-on commander le courant de collecteur dans un transistor ?

N. 17 — Quelle est la caractéristique qui permet d'obtenir d'un transistor une amplification ?

N. 18 — Par quoi un transistor tétrode se distingue-t-il d'un transistor normal ?

N. 19 — Qu'entend-t-on par limite « alfa » de fréquence, ou fréquence de coupure ?

N. 20 — Qu'entend-t-on par « résistance négative » ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 643

N. 1 — Deux: le procédé direct et le procédé indirect.

N. 2 — Trois: par variation de capacité, variation d'inductance et variation de réactance.

N. 3 — Le procédé indirect consiste à faire varier indirectement l'angle de phase de l'oscillation produite. Cette variation de phase est ensuite convertie en une modulation de fréquence.

N. 4 — La stabilisation par un cristal de quartz est possible seulement avec la méthode indirecte, car les procédés directs sont incompatibles avec le principe de la stabilisation de la fréquence par quartz.

N. 5 — Il y en a huit: l'amplificateur haute fréquence, l'étage mélangeur, l'oscillateur local, l'amplificateur moyenne fréquence, le limiteur (dans le cas d'un détecteur du type discriminateur, seulement), le démodulateur, l'amplificateur basse fréquence et l'alimentation.

N. 6 — Quand il ne conduit pas, c'est-à-dire quand il se comporte comme un circuit ouvert.

N. 7 — Quand la tension présente sur sa plaque n'a pas une valeur suffisante pour provoquer le passage d'un courant.

N. 8 — Parce que le discriminateur est sensible aux variations d'amplitude du signal à démoduler, tandis qu'un détecteur de rapport ne l'est pas.

N. 9 — Il consiste à prélever une fraction de la tension issue du discriminateur et à l'appliquer au modulateur à réactance. On fait ainsi varier la fréquence de l'oscillateur local dans le sens convenable pour maintenir constante la fréquence d'accord sur le signal désiré.

N. 10 — Il y en a deux: le premier utilise un simple voltmètre à grande résistance pour mesurer l'amplitude du signal de sortie, le second nécessite un oscilloscope à rayons cathodiques.

N. 11 — C'est le système visuel (avec oscilloscope), car il permet de voir, donc de déterminer parfaitement la courbe de réponse des transformateurs moyenne fréquence et du discriminateur.

N. 12 — Le signal HF produit par le générateur doit être d'amplitude constante, il faut donc interrompre la modulation BF.

N. 13 — La courbe doit être en forme de «S» avec ses sommets arrondis et une partie rectiligne aussi longue que possible.

N. 14 — Oui, et dans ce cas, ce signal doit coïncider avec le milieu de la partie rectiligne de la courbe. La fréquence du signal doit donc être égale à la valeur de la moyenne fréquence du récepteur.

N. 15 — Il en faut trois: un à la fréquence centrale et deux aux fréquences extrêmes de la bande passante.

N. 16 — En l'absence de modulation le signal à la sortie du démodulateur doit être nul.

TABLEAU 80 - CARACTERISTIQUES DES SEMICONDUCTEURS PROFESSIONNELS « Cosem »

TRANSISTORS BASSE FRÉQUENCE AU GERMANIUM

Type	Boîtier	Nature	V_{CB} max (V)	I_C max (mA)	P_C max (mW)	$f_{h_{21b}}$ (MHz)	h_{21E} h_{21e*}
SF.T 125 P	B	P Ge A	30	500	350	2	70 (250 mA - 1 V)
SF.T 131 P	Ba	P Ge A	30	500	550	2	70 (250 mA - 1 V)
SF.T 143	B	P Ge A	45	500	350	1	30 (250 mA - 1 V)
SF.T 144	B	P Ge A	45	500	350	1,8	60 (250 mA - 1 V)
SF.T 145	Ba	P Ge A	45	500	550	1	30 (250 mA - 1 V)
SF.T 146	Ba	P Ge A	45	500	550	1,8	60 (250 mA - 1 V)
SF.T 221	TO-5	P Ge A	30	250	225	1,3	30 (100 mA - 1 V)
SF.T 222	TO-5	P Ge A	30	250	225	2	50 (100 mA - 1 V)
SF.T 223	TO-5	P Ge A	30	250	225	4	80 (100 mA - 1 V)
SF.T 232	TO-11	P Ge A	40	1000	450	0,3	45 (1 A - 0,5 V)
SF.T 233	TO-11	P Ge A	60	1000	450	0,3	45 (A 1 - 0,5 V)
SF.T 234	TO-11	P Ge A	80	1000	450	0,3	45 (1 A - 0,5 V)
SF.T 234 A	TO-11	P Ge A	80	1000	450	0,3	45 (1 A - 0,5 V)
SF.T 237	TO-5	P Ge A	15	100	150	3 Δ	100* (1 mA - 6 V - 1 kHz)
SF.T 241	TO-5	P Ge A	45	500	225	1,6	45 (100 mA - 1 V)
SF.T 242	TO-5	P Ge A	45	500	225	2,5	70 (100 mA - 1 V)
SF.T 243	TO-5	P Ge A	60	500	225	2	60 (100 mA - 1 V)
2N 525	TO-5	P Ge A	45	500	225	2	45* (1 mA - 5 V - 1 kHz)
2N 526	TO-5	P Ge A	45	500	225	2,5	65* (1 mA - 5 V - 1 kHz)
2N 527	TO-5	P Ge A	45	500	225	3,5	80* (1 mA - 5 V - 1 kHz)
2N 1924	TO-5	P Ge A	60	500	225	1,5	45* (1 mA - 5 V - 1 kHz)
2N 1925	TO-5	P Ge A	60	500	225	2,5	65* (1 mA - 5 V - 1 kHz)
2N 1926	TO-5	P Ge A	60	500	225	3	80* (1 mA - 5 V - 1 kHz)

P = PNP A = Allié Δ = Minimum

TRANSISTORS DE PUISSANCE AU GERMANIUM

Type	Boîtier	Nature	V_{CB} max (V)	I_C max (A)	P_C max (W)**	f_T^* $f_{h_{21b}}$ (MHz)	h_{21E}
SF.T 211	TO-3	P Ge A	80	6	45	0,5*	50 (2 A - 2 V)
SF.T 212	TO-3	P Ge A	30	3	30	0,5*	40 (2 A - 2 V)
SF.T 214	TO-3	P Ge A	60	3	45	0,5*	50 (2 A - 2 V)
SF.T 239	TO-3	P Ge A	60	6	45	0,5*	35 (5 A - 2 V)
SF.T 240	TO-3	P Ge A	80	6	45	0,5*	35 (5 A - 2 V)
SF.T 250	TO-3	P Ge A	80	3	45	0,5*	50 (2 A - 2 V)
SF.T 265	TO-36	P Ge A	40	15	87	0,3	45 (5 A - 2 V)
SF.T 266	TO-36	P Ge A	60	15	87	0,3	45 (5 A - 2 V)
SF.T 267	TO-36	P Ge A	80	15	87	0,3	45 (5 A - 2 V)
SF.T 268	TO-36	P Ge A	100	15	87	0,3	45 (5 A - 2 V)
2N 297 A	TO-3	P Ge A	60	4	35	0,3	40 (2 A - 2 V)
2N 441	TO-36	P Ge A	40	15	87	0,3	30 (5 A - 2 V)
2N 1100	TO-36	P Ge A	100	15	87	0,3	35 (5 A - 2 V)
2N 1358	TO-36	P Ge A	80	15	87	0,2	35 (5 A - 2 V)

** $t_{case\ (G)} = 25°C$ P = PNP A = Allié Δ = Minimum

DIODES TUNNEL

Limites absolues à t_{amb} = 25°C				Caractéristiques générales	
Type	Boîtier	Nature	I_F (mA)	I_P ± 10 % (mA)	I_P/I_V
SF.D 160 (1 N 2939)	TO-18	Ge	5	1	9
SF.D 161 (1 N 2969)	TO-18	Ge	10	2,2	9
SF.D 162	TO-18	Ge	15	3,3	9
SF.D 163 (1 N 2941)	TO-18	Ge	25	4,7	9
SF.D 164	TO-18	Ge	30	5,6	9
SF.D 165 (1 N 3149)	TO-18	Ge	50	10	9
SF.D 166 (1 N 3150)	TO-18	Ge	100	22	9

DIODES TUNNEL HYPERFRÉQUENCES

Limites absolues à t_{amb} = 25°C				Caractéristiques générales	
Type	Boîtier	Nature	I_F (mA)	I_P ± 20 % (mA)	I_P/I_V
SF.D 480	spécial	Ge	3	1	12
SF.D 481	spécial	Ge	6	2	12

PHOTODIODES

Type	Nature	V_R max (V)	I_F max (mA)	Caractéristiques générales
PHG1	Ge	30	4	S = 100 μA/1000 Lux I_R = 10 μA à 0 Lux Turn on 6 μ s max
PHG2	Ge	30	4	S = 50 μA/1000 Lux I_R = 10 μA à 0 Lux Turn on 6 μ s max

DIODES A CAPACITÉ VARIABLE

(VARACTORS)

Type	Boîtier	Nature	V_R (−10 μ A) (V)	C (pF)	f_c
SF.D 410 / 411 / 412 / 413	spécial	Si	10 / 30 / 60 / 90	0,5 - 1	Cf code
SF.D 420 / 421 / 422 / 423	spécial	Si	10 / 30 / 60 / 90	1 - 2	
SF.D 430 / 431 / 432 / 433	spécial	Si	10 / 30 / 60 / 90	2 - 5	
SF.D 440 / 441 / 442 / 443	spécial	Si	10 / 30 / 60 / 90	5 - 10	
SF.D 450 / 451 / 452 / 453	spécial	Si	10 / 30 / 60 / 90	10 - 20	
SF.D 460 / 461 / 462 / 463	spécial	Si	10 / 30 / 60 / 90	20 - 50	

Code	A	B	C	D	E	F	G
f_c (GHz)	10	20	40	60	80	100	120

REDRESSEURS

Limites absolues à t_{amb} = 25°C						Caractéristiques générales	
Type	Boîtier	Nature	V_{RM} (V)	I_{FM} (A)	I_{FS} (A)	I_O (A)	(A)
						t_{amb} (Umg) 25°C	55°C
SF.R 135	RGH	Ge	100	15	120	6,5	2,5
SF.R 136	RGH	Ge	50	15	120	7	3
						t_{amb} (Umg) 55°C	100°C
SF.R 151	DO-13	Si	100	2,5	15	0,75	0,4
SF.R 152	DO-13	Si	200	2,5	15	0,75	0,4
SF.R 153	DO-13	Si	300	2,5	15	0,75	0,4
SF.R 154	DO-13	Si	400	2,5	15	0,75	0,4
SF.R 155	DO-13	Si	500	2,5	15	0,75	0,4
SF. R 156	DO-13	Si	600	2,5	15	0,75	0,4
						t_{case} (G) 55°C	100°C
SF.R 190	RSA	Si	50	75	250	20	20
SF.R 191	RSA	Si	100	75	250	20	20

TABLEAU 81 - SYMBOLES SCHEMATIQUES DES PRINCIPAUX SEMICONDUCTEURS.

TRANSISTOR N-P-N	BASE, COLLECTEUR, EMETTEUR
TRANSISTOR P-N-P	BASE, COLLECTEUR, EMETTEUR
TRANSISTOR TETRODE N-P-N	BASE 1, BASE 2, COLLECTEUR, EMETTEUR
DIODE REDRESSEUSE A ELECTRODE DE COMMANDE	ANODE, CATHODE, ELECTRODE DE COMMANDE
DIODE A 4 COUCHES	ANODE, CATHODE
DIODE REDRESSEUSE	ANODE, CATHODE
DIODE ZENER	ANODE, CATHODE
DIODE SYMETRIQUE	ANODE, CATHODE
DIODE TUNNEL	ANODE, CATHODE, ANODE, CATHODE
TRANSISTOR UNIJONCTION P-N	EMETTEUR, BASE 2, BASE 1

TRANSISTORS HAUTE FRÉQUENCE AU SILICIUM

Type	Boîtier	Nature	V_{CB} max (V)	P_C max t_{amb} 25°C (W)	P_C max t_{case} 25°C (W)	f_T (MHz)	h_{21E} h_{21e*}
SF.T 186	TO-5	N Si ME	140	1		180	15 ⅃ (30 mA - 10 V)
2N 696	TO-5	N Si ME	60	0,6	2	160	15 ⅃ (10 mA - 10 V)
2N 697	TO-5	N Si ME	60	0,6	2	160	30 ⅃ (10 mA - 10 V)
2N 698	TO-5	N Si ME	120	0,6	2	70	20 ⅃ (150 mA - 10 V)
2N 699	TO-5	N Si ME	120	0,6	2	100	40 ⅃ (150 mA - 10 V)
2N 699 B	TO-5	N Si ME	120	0,87	5	60 ⅃	40 ⅃ (150 mA - 10 V)
2N 734	TO-18	N Si ME	80	0,5	1	30 ⅃	20* ⅃ (5 mA - 5 V - 1 kHz)
2N 735	TO-18	N Si ME	80	0,5	1	60 ⅃	40* ⅃ (5 mA - 5 V - 1 kHz)
2N 736	TO-18	N Si ME	80	0,5	1	60 ⅃	80* ⅃ (5 mA - 5 V - 1 kHz)
2N 738	TO-18	N Si ME	125	0,5	1	30 ⅃	20* ⅃ (5 mA - 5 V - 1 kHz)
2N 739	TO-18	N Si ME	125	0,5	1	60 ⅃	40* ⅃ (5 mA - 5 V - 1 kHz)
2N 740	TO-18	N Si ME	125	0,5	1	60 ⅃	80* ⅃ (5 mA - 5 V - 1 kHz)
2N 1047	MT-5	N Si ME	80	1	40	2 ⅃	12 ⅃ (50 mA - 10 V)
2N 1048	MT-5	N Si ME	120	1	40	2 ⅃	12 ⅃ (50 mA - 10 V)
2N 1049	MT-5	N Si ME	80	1	40	2 ⅃	30 ⅃ (50 mA - 10 V)
2N 1050	MT-5	N Si ME	120	1	40	2 ⅃	30 ⅃ (50 mA - 10 V)
2N 1338	TO-5	N Si ME	80	0,8	2,8	200	7 ⅃ (30 mA - 10 V)
2N 1340	TO-5	N Si ME	150	0,8	2,8		5 ⅃ (50 mA - 1 V)
2N 1342	TO-5	N Si ME	150	0,8	2,8	180	7 ⅃ (10 mA - 12 V)
2N 1505	TO-5	N Si ME	50	0,8	3	150	7 ⅃ (100 mA - 28 V)
2N 1506	TO-5	N Si ME	60	0,8	3	200	10 ⅃ (100 mA - 28 V)
2N 1564	TO-5	N Si ME	80	0,6	1,2	30 ⅃	20* ⅃ (5 mA - 5 V - 1 kHz)
2N 1565	TO-5	N Si ME	80	0,6	1,2	60 ⅃	40* ⅃ (5 mA - 5 V - 1 kHz)
2N 1566	TO-5	N Si ME	80	0,6	1,2	60 ⅃	80* ⅃ (5 mA - 5 V - 1 kHz)
2N 1572	TO-5	N Si ME	125	0,6	1,2	30 ⅃	20* ⅃ (5 mA - 5 V - 1 kHz)
2N 1573	TO-5	N Si ME	125	0,6	1,2	60 ⅃	40* ⅃ (5 mA - 5 V - 1 kHz)
2N 1574	TO-5	N Si ME	125	0,6	1,2	60 ⅃	80* ⅃ (5 mA - 5 V - 1 kHz)
2N 1709	TO-8	N Si ME	75	2,5	13	100	7 ⅃ (350 mA - 28 V)
2N 1710	TO-8	N Si ME	60	2,5	13	100 ⅃	7 ⅃ (350 mA - 28 V)
2N 1986	TO-5	N Si ME	50	0,6	2	40 ⅃	60 ⅃ (150 mA - 10 V)
2N 1987	TO-5	N Si ME	50	0,6	2	40 ⅃	20 ⅃ (150 mA - 10 V)
2N 1990	TO-5	N Si ME	100	0,6	2		20 ⅃ (30 mA - 10 V)

N = NPN ME = Mesa ⅃ = Minimum

TRANSISTORS HAUTE FRÉQUENCE AU GERMANIUM

Type	Boîtier	Nature	V_{CB} max (V)	I_C max (mA)	P_C max (mW)	$f_{h_{21b}}$ f_T^* (MHz)	h_{21E} h_{21e}*
SF.T 226	TO-5	P Ge A	40	250	150	5,5*	25 ⅃ (10 mA - 0,5 V)
SF.T 227	TO-5	P Ge A	30	250	150	7,5*	35 ⅃ (10 mA - 0,5 V)
SF.T 228	TO-5	P Ge A	24	250	150	12*	50 ⅃ (10 mA - 0,5 V)
SF.T 229	TO-5	P Ge A	18	250	150	25*	75 ⅃ (10 mA - 0,5 V)
SF.T 288	TO-5	P Ge A	24	500	150	16*	40 ⅃ (400 mA - 0,35 V)
SF.T 298	TO-5	N Ge A	30	500	150	15*	35 ⅃ (350 mA - 0,45 V)
SF.T 315	TO-44	P Ge D	40	10	120	30*	80* (1 mA - 9 V - 1 kHz)
SF.T 357 P	TO-44	P Ge D	30	10	120	80*	180* (1 mA - 9 V - 1 kHz)
2N 384	TO-44	P Ge D	40	10	120	70*	90* (1,5 mA-12 V-1 kHz)
2N 388	TO-5	N Ge A	25	200	150	17	60 ⅃ (30 mA - 1 V)
2N 396	TO-5	P Ge A	30	200	150	9	30 ⅃ (10 mA - 1 V)
2N 397	TO-5	P Ge A	30	200	150	13	40 ⅃ (10 mA - 1 V)
2N 404	TO-5	P Ge A	25	100	120	12	30 ⅃ (12 mA - 0,15 V)
2N 428	TO-5	P Ge A	30	400	150	30	60 ⅃ (1 mA - 0,25 V)
2N 711 A	TO-18	P Ge ME	15	50	150	300*	25 ⅃ (10 mA - 0,5 V)
2N 1225	TO-33	P Ge D	40	10	120	70*	90* (1,5 mA-12 V-1 kHz)
2N 1302	TO-5	N Ge A	25	300	150	5	20 ⅃ (10 mA - 1 V)
2N 1303	TO-5	P Ge A	30	300	150	5	20 ⅃ (10 mA - 1 V)
2N 1304	TO-5	N Ge A	25	300	150	10	40 ⅃ (10 mA - 1 V)
2N 1305	TO-5	P Ge A	30	300	150	10	40 ⅃ (10 mA - 1 V)
2N 1306	TO-5	N Ge A	25	300	150	15	60 ⅃ (10 mA - 1 V)
2N 1307	TO-5	P Ge A	30	300	150	15	60 ⅃ (10 mA - 1 V)
2N 1308	TO-5	N Ge A	25	300	150	25	80 ⅃ (10 mA - 1 V)
2N 1309	TO-5	P Ge A	30	300	150	20	80 ⅃ (10 mA - 1 V)

P = PNP N = NPN A = Allié D = Drift ME = Mesa ⅃ = Minimum

DIODES

Limites absolues à t_{amb} = 25°C					Caractéristiques générales			
Type	Boîtier	Nature	V_R (V)	I_F (mA)	I_F min à t_{amb} = 25°C (mA)	I_R max (μA)	I_R max (μA)	à t_{amb} (°C)
SF.D 105	DO-7	Ge	30	30	5 (1 V)	120 (10 V)	500 (30 V)	55
SF.D 106	DO-7	Ge	25	30	5 (1 V)	10 (1,5 V)	200 (25 v)	25
SF.D 108	DO-7	Ge	100	30	4,5 (1 V)	7 (10 V)	250 (100 V)	25
SF.D 118	DO-7	Ge	10	20	12 (1 V)	15 (1,5 V)	400 (10 V)	25
SF.D 119	DO-7	Ge	20	30	5 (1 V)	60 (10 V)	250 (20 V)	25
SF.D 121	DO-7	Ge	10	30	17 (1 V)	2 (1,5 V)	10 (10 V)	25
SF.D 122	DO-7	Ge	25	100	50 (0,80 V)	8 (10 V)	20 (25 V)	25
SF.D 127	DO-7	Ge	25	100	50 (0,65 V)	12 (10 V)	20 (25 V)	55
SF.D 129	DO-7	Ge	40	200	200 (0,75 V)	15 (10 V)	35 (40 V)	55
1 N 54A	DO-7	Ge	50	30	5 (1 V)	7 (10 V)	100 (50 V)	25
1 N 81	DO-7	Ge	40	30	3 (1 V)	10 (10 V)	100 (40 V)	25
1 N 191	DO-7	Ge	70	30	5 (1 V)	25 (10 V)	250 (70 V)	55
1 N 192	DO-7	Ge	50	30	5 (1 V)	50 (10 V)	250 (50 V)	55
1 N 198	DO-7	Ge	80	30	4 (1 V)	10 (10 V)	125 (80 V)	25
1 N 541	DO-7	Ge	45	35	4 (1 V)	60 (10 V)	450 (45 V)	55
1 N 542	DO-7	Ge	45	35	4 (1 V)	60 (10 V)	450 (45 V)	55

Leçon n° 85

MONTAGES A TRANSISTORS

Le fonctionnement interne des transistors diffère considérablement de celui des tubes; en outre, les impédances d'entrée et de sortie ont des valeurs très différentes dans ces deux cas. Tandis qu'un tube fonctionne normalement avec une polarisation **inverse** entre grille et cathode, (inverse voulant dire que cette polarisation tend à empêcher le passage du courant électronique, dans le circuit de grille), ce qui donne une impédance d'entrée élevée, la polarisation entre base et émetteur d'un transistor est faite dans le sens **direct**, ce qui donne un circuit d'entrée à basse impédance.

Le contraire se passe dans le circuit de sortie, car si la tension plaque d'un tube a une polarité telle qu'elle favorise, c'est-à-dire qu'elle provoque le passage du courant, par contre, dans un transistor, la polarisation du collecteur est **inverse**.

Ainsi, et c'est la conséquence directe de ce qui précède, tandis qu'un tube a une impédance d'entrée élevée et une basse impédance de sortie, on a exactement le contraire dans le cas du transistor, sauf, comme nous le verrons, si celui-ci est monté avec collecteur à la masse, ou collecteur commun. Nous pouvons donc facilement comprendre que les principes fondamentaux de fonctionnement de ces deux systèmes d'amplification sont différents, en ce sens que l'amplification obtenue avec un transistor est essentiellement une **amplification en courant**, tandis que celle fournie par un tube est principalement une **amplification en tension**. Il est donc évident que tandis que pour un tube il faut disposer d'une source d'alimentation de **tension** constante, pour un transistor, par contre, on doit recourir à une source d'alimentation à **courant constant**.

AMPLIFICATEUR A BASE COMMUNE

Nous avons étudié, dans la précédente leçon, les trois circuits de base des amplificateurs à transistors, ainsi que les circuits à tubes équivalents. La **figure 1** reproduit le montage, déjà connu, d'un étage amplificateur à base commune (appelé également base à la masse), ainsi que le montage à tube correspondant.

Le signal d'entrée est appliqué entre l'émetteur et la base. La tension de polarisation de l'émetteur détermine le potentiel moyen de cette électrode par rapport à la base. Il est bien entendu, que la base ne doit pas être nécessairement reliée à la masse du montage tout entier, mais il suffit qu'elle soit **commune** au circuit d'entrée et à celui de sortie (ce qui fait que l'appellation « base commune » est préférable à celle de « base à la masse »).

Ce montage se caractérise par une basse impédance d'entrée, une haute impédance de sortie, pas d'inversion de phase entre le signal d'entrée et celui de sortie, une excellente stabilité mais une amplification limitée.

AMPLIFICATEUR A EMETTEUR COMMUN

La **figure 2** en donne le schéma de principe; on voit que le signal est appliqué entre la base et l'émetteur et que la polarisation du circuit d'entrée fixe le potentiel moyen de la base par rapport à l'émetteur commun.

Le signal d'entrée fait varier l'intensité du courant de la base en plus ou en moins de la valeur moyenne, produisant ainsi des variations de courant amplifiées dans le circuit du collecteur. On recueille donc, aux bornes de l'impédance de charge (R_L), une réplique amplifiée du signal d'entrée.

Sur la **figure 3** sont représentées les courbes caractéristiques d'un transistor à jonctions du type n-p-n avec émetteur commun (émetteur à la masse). Ces courbes montrent que le courant de collecteur, ou courant de « sortie », (I_c) est très supérieur au courant de base, ou « d'entrée », (I_b). Comme nous le savons, ceci résulte du fait que les courants de l'émetteur et du collecteur sont presque égaux et que le courant de base est approximativement égal à leur différence, qui est donc très faible.

L'amplification du courant de base est parfois représenté par la lettre β (béta), elle est très supérieure à α (alfa) en fonction duquel elle peut être exprimée par la formule:

$$\beta = \frac{\alpha}{(1 - \alpha)}$$

Le montage à émetteur commun est beaucoup plus sensible aux variations de fréquence que le montage à base commune. Il s'ensuit que l'amplification diminue lorsque la fréquence augmente et, à la fréquence critique, l'amplification fournie par le montage à émetteur commun est du même ordre de grandeur que celle obtenue par le montage à base commune. En résumé, les caractéristiques principales du montage d'un amplificateur à transistor à émetteur commun sont les

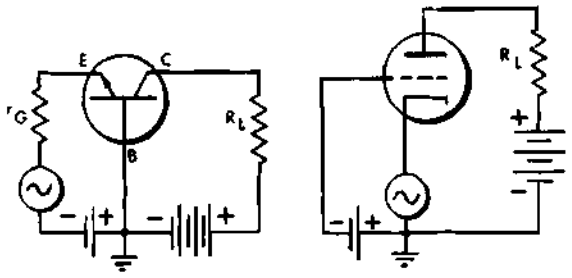


Fig. 1 - Comparaison entre un étage à transistor à base commune (base à la masse) et un étage à tube à grille à la masse. Le signal est appliqué, respectivement, entre émetteur et masse, et entre cathode et masse.

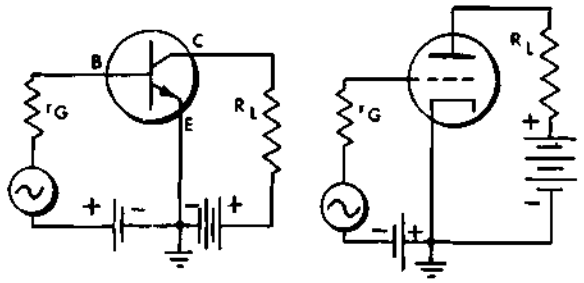


Fig. 2 - Comparaison entre un étage à transistor à émetteur commun (émetteur à la masse) et un étage à tube à cathode à la masse. Ces deux montages sont ceux fournissant l'amplification maximale.

suivantes: basse ou moyenne impédance d'entrée, moyenne ou haute impédance de sortie, amplification de courant plus élevée que pour les deux autres montages et inversion de phase entre le signal d'entrée et celui de sortie.

AMPLIFICATEUR A COLLECTEUR COMMUN

Ce montage est représenté sur la **figure 4.** Le signal d'entrée est appliqué entre la base et le côté masse du circuit du collecteur, tandis que le signal de sortie est recueilli aux bornes de l'impédance de charge commune branchée entre l'émetteur et la masse. Le collecteur est donc commun aux circuits d'entrée et de sortie.

Comme dans tous les autres montages à transistors, la tension de polarisation et la tension du collecteur sont fournies par des sources d'alimentation à courant continu.

Ce montage diffère des deux précédents par le fait que l'impédance d'entrée est relativement élevée, tandis que son impédance de sortie est très basse. Pour cette raison, il est couramment employé comme adapteur d'impédances.

Les caractéristiques principales du montage à collecteur commun sont les suivantes: entrée à haute impédance et sortie à basse impédance, amplification de puissance inférieure à celle des deux autres montages, amplification de tension inférieure à l'unité (comme dans un amplificateur à tube du type « cathode follower »), pas d'inversion de phase entre le signal d'entrée et celui de sortie.

L'amplification effective d'un transistor est généralement exprimée en dB (décibel). Cette amplification est indiquée parfois pour chacun des montages décrits ci-dessus, parfois aussi en se référant au seul montage à émetteur commun. En outre, cet important facteur dépend non seulement de l'amplification de courant procurée par le montage et des caractéristiques du transistor, mais il dépend également de l'adaptation rigoureuse des impédances du transistor à celles de la source et de la charge d'utilisation.

LA POLARISATION DES TRANSISTORS

Un des problèmes importants de la technique des montages à transistors est celui du maintien de la tension convenable entre l'émetteur et le collecteur, pour une intensité donnée du courant passant dans le circuit, au moyen de tensions de polarisation fixes. Ces tensions doivent rester constantes malgré les variations possibles de la température ambiante, ou de l'amplification et des intensités de courant pouvant se produire lorsqu'on remplace un transistor par un autre du même type.

Si le gain en courant h_{21} du transistor restait constant malgré les variations de la température et si le courant de dispersion était négligeable, il serait possible de fixer les conditions de polarisation en faisant passer un courant de base d'intensité convenable dans le transistor, comme le montre la **figure 5.**

L'intensité du courant passant dans le circuit de sortie du collecteur est donnée par:

$$I_c = h_{21} \frac{E}{R_1}$$

Ce mode de polarisation est strictement lié au facteur d'amplification h_{21} de l'étage et, de ce fait, il ne peut être utilisé, sauf dans les cas où l'on peut faire varier la résistance de polarisation pour obtenir le meilleur résultat.

En général, il faut utiliser des circuits spéciaux de contre réaction pour rendre les conditions de polarisation des transistors à peu près indépendantes des grandeurs variables du circuit. Par exemple, le simple fait de placer une résistance en série avec l'émetteur donne une réaction suffisante pour stabiliser le point de fonctionnement; cette méthode est illustrée par la **figure 6.**

Comme on le voit, la base est reliée au point milieu d'un diviseur de tension formé par R_1 et R_2, tandis que la résistance R_e se trouve dans le circuit de l'émetteur. Etant donné que la jonction de ce dernier est polarisée dans le sens favorable au passage du courant, l'intensité du courant passant dans le cir-

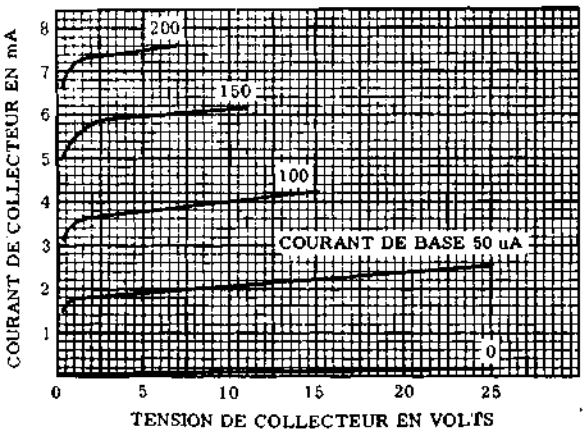


Fig. 3 - Courbes caractéristiques d'un transistor n-p-n avec émetteur à la masse (émetteur commun). I_c est très supérieur à I_b.

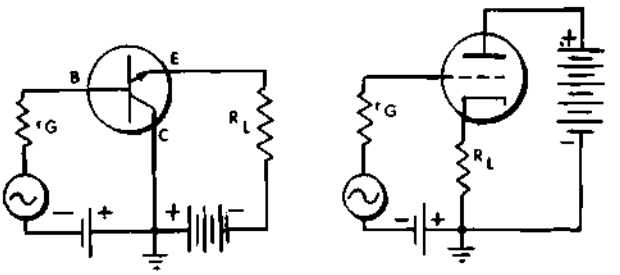


Fig. 4 - Comparaison entre un étage à transistor à collecteur commun (collecteur à la masse) et un étage à tube avec plaque à la masse. C'est le montage appelé « cathode follower ».

cuit de l'émetteur est, en principe, égal au quotient de la tension de la base par la résistance de l'émetteur, d'où:

$$I_e = U_b : R_e$$

Pour éviter que l'atténuation du signal alternatif soit augmentée en raison de la contre réaction d'émetteur (nous savons, en effet, que plus la partie du signal renvoyée du circuit de sortie au circuit d'entrée est grande, plus faible est l'amplification), la résistance de l'émetteur est « shuntée » par un condensateur de forte capacité. La pratique a démontré que pour obtenir un fonctionnement satisfaisant, R_2 ne doit pas être supérieure à 10 fois la valeur de R_e; cette résistance est généralement comprise entre 500 et 1 000 ohms. Ce procédé de stabilisation, que nous venons de décrire, ne tient pas compte des variations de la chute de tension entre la base et l'émetteur, ainsi que des fluctuations du courant de dispersion produites par les variations de la température.

Un autre aspect du problème de la polarisation pris dans sa généralité, apparait en observant la **figure 7**. En étudiant sur cette figure la distribution des courants on peut établir l'équation suivante:

$$U_B = [(1 - \alpha) R_B + R_E)] I_E + U_{BE} - I_{CO} R_B$$

dans laquelle U_{BE} est comme nous le savons, la chute de tension entre la base et l'émetteur correspondant au point de polarisation spécifié. A une température de fonctionnement de 25 °C, cette chute de tension s'élève à 0,2 volt pour le germanium et à 0,7 volt pour le silicium. Pour une température plus élevée elle est, par contre, de 0,1 et 0,5 volts, respectivement.

Si l'on connait les valeurs minimales du courant de l'émetteur pour « alfa » minimum — et les valeurs maximales du courant de l'émetteur, pour « alfa » maximum — ainsi que du courant de dispersion, R_b peut être calculé au moyen de l'équation:

$$R_b = \frac{(I_{Emax} - I_{Emin}) R_E + U_{BEmin} - U_{BEmax}}{I_{COmax} - (1 - \alpha_{max}) I_{Emax} + (1 - \alpha_{min}) I_{Emin}}$$

Considérons par exemple, le transistor Général Electric type 2N25 dont les caractéristiques d'utilisation dans un circuit classique sont les suivantes: E = 20 V; R_L = 8,2 kΩ; I_{COmax} = 0,1 mA à 55 °C; h_{21max} = 66; α_{max} = 66 : 67; h_{21min} = 30, α_{min} = 30 : 31; U_{BEmax} = 0,2; U_{BEmin} = —0,1; I_{Emax} désiré = 1,24 mA; I_{Emin} désiré = 0,81 mA.

En portant ces valeurs dans l'équation ci-dessus, on obtient pour R_B les valeurs suivantes, en fonction de différentes valeurs de R_E:

Pour R_E = 1,0 kohm	R_B = 1,2 kohms
Pour R_E = 2,2 kohms	R_B = 5,8 kohms
Pour R_E = 3,3 kohms	R_B = 10 kohms

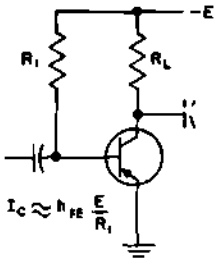
En portant ensuite ces valeurs de R_B dans l'équation originale, on peut obtenir les valeurs correspondantes de U_B. Par exemple, si l'on utilise une résistance d'émetteur de 3,3 kohms, et si l'on donne à R_B une valeur de 10 kohms, la tension U_B sera de 3,1 V. La **figure 8** montre comment on peut transformer le circuit avec polarisation par diviseur de tension, en appliquant les équations données en marge de la figure.

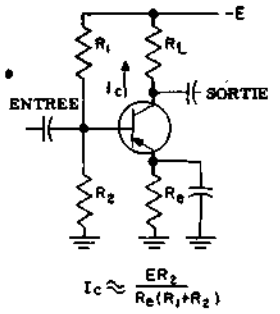
Par ce moyen, il est possible de calculer un circuit de polarisation permettant de compenser les variations internes du transistor et de maintenir les valeurs des tensions de polarisation dans les limites désirées.

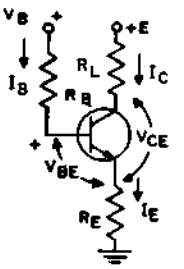
COUPLAGE PAR TRANSFORMATEUR ET COUPLAGE R-C

Le choix du moyen de couplage entre les étages d'un amplificateur revêt une grande importance lorsqu'on désire obtenir l'amplification maximale. Le couplage par transformateur est probablement la méthode la plus simple et la plus utilisée dans les montages à transistors.

La **figure 9** donne le schéma de principe d'un amplificateur classe A à couplage par transformateurs et émetteur commun. Il convient tout d'abord, de rappeler que le fonctionnement d'un amplificateur à tran-







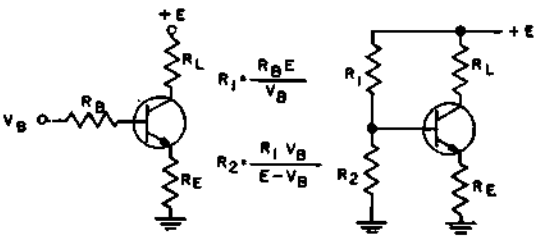


Fig. 5 - Polarisation de la base sans compensation thermique. La mise au point est critique.

Fig. 6 - Stabilisation thermique par résistance en série avec l'émetteur et diviseur de tension.

Fig. 7 - Distribution et polarité des courants et des tensions dans un transistor du type n-p-n.

Fig. 8 - Polarisation par diviseur de tension fournissant les valeurs convenables pour les tensions et les courants.

sistor, pour des signaux faibles, dépend de l'intensité du courant de l'émetteur et de la tension du collecteur. En outre, la résistance interne entre base et émetteur, varie d'un transistor à l'autre, même s'ils sont d'un même type, et est également fonction de la température ambiante. En conséquence, on peut constater que si l'on branche une résistance, comme par exemple R_3 de la figure 9, en série avec l'émetteur, le courant de celui-ci sera à peu près indépendant des variations éventuelles de la résistance interne entre base et émetteur. Pour cela il faut d'ailleurs, que la valeur de R_3 soit beaucoup plus grande que la résistance interne entre émetteur et base. Il en résulte que les caractéristiques de fonctionnement d'un tel circuit ne seront pas sensiblement perturbées par des variations de la température ambiante, ou par le remplacement du transistor, tout au moins en ce qui concerne la résistance interne considérée.

Dans ce montage, le courant de l'émetteur et la tension appliquée au collecteur proviennent de la même source d'alimentation. Ceci est réalisé au moyen du diviseur de tension formé par les deux résistances R_1 et R_2. Cette dernière résistance (R_2) doit être de valeur assez faible car elle est en série dans le circuit du collecteur qui doit avoir une résistance peu élevée. Cette faible résistance du circuit permet d'avoir une tension de collecteur à peu près indépendante du courant. Les condensateurs C_1, C_2 et C_3 sont les condensateurs de découplage, ils dérivent vers la masse les tensions BF.

La **figure 10** donne le schéma de principe d'un étage amplificateur à couplage par résistance et capacité. Les résistances R_1 et R_2 permettent d'obtenir la polarisation entre émetteur et base, de la même façon que celle décrite au paragraphe précédent à propos de l'amplificateur à couplage par transformateur. De même, R_3 réduit les variations du courant du collecteur qui peuvent être provoquées par les changements de température ambiante ou par le remplacement du transistor.

La principale différence entre les deux montages réside dans le fait que dans l'amplificateur R-C, la résistance R_2 n'est pas découplée par une capacité, car celle-ci se comporterait comme un court-circuit pour le signal d'entrée provenant de l'étage précédent à travers le condensateur de couplage C_1.

Les résistances R_1 et R_2 doivent être de valeur élevée par rapport à la résistance d'entrée. Les capacités de couplage, C_1 et C_2, doivent également être de forte valeur afin d'offrir, même aux fréquences les plus basses, une faible réactance vis-à-vis de la résistance du circuit base-émetteur.

Si, d'une part, la faible résistance base-émetteur d'un transistor nécessite l'utilisation de condensateurs de couplage de capacité relativement élevée, en comparaison de ceux utilisés dans les montages à tubes, d'autre part, les tensions d'alimentation peu élevées permettent d'utiliser des condensateurs à faible tension de service, dont les dimensions restent dans les limites acceptables.

ETAGES A TRANSISTORS EN CASCADE

Il est évidemment possible de monter plusieurs étages amplificateurs à transistors successivement les uns à la suite des autres pour constituer des amplificateurs BF de poids et de volume réduits. Considérant le fait que chacun des deux étages peut être des trois types décrits plus haut (base commune, émetteur commun ou collecteur commun), on peut donc réaliser au total neuf combinaisons possibles, mais seules quatre d'entre elles sont réellement utilisées. Parmi celles-ci, la combinaison de la **figure 11**, comportant deux étages montés en émetteur commun est celle qui est la plus couramment employée, c'est donc elle qui retiendra plus particulièrement notre attention.

Dans les montages comportant plusieurs étages à transistor en cascade, on utilise uniquement des transistors à jonctions, car ceux à pointes de contact présentent l'inconvénient d'être très instables. Nous avons vu que le principal avantage du montage avec émetteur à la masse résidait dans la facilité avec laquelle on pouvait obtenir l'amplification maximale du transistor. Le gain en puissance d'un tel circuit est voisin de 5 dB; il se caractérise, en outre, par une valeur moyen-

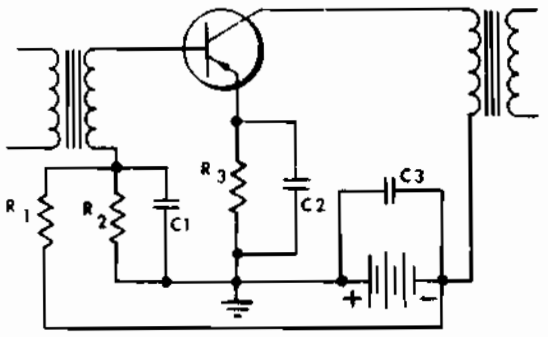


Fig. 9 - Etage amplificateur classe A à couplage par transformateurs. Le transformateur d'entrée est du type abaisseur en raison de la faible impédance d'entrée du transistor.

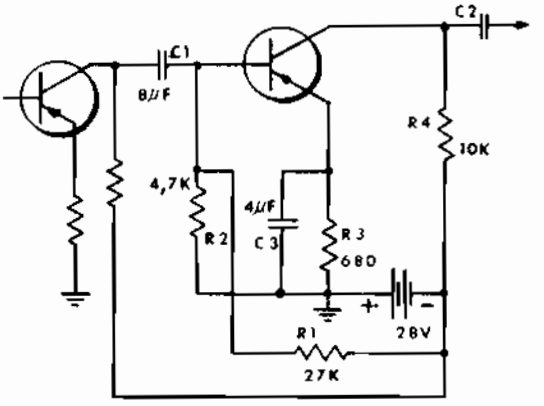


Fig. 10 - Amplificateur à transistors du type p-n-p à couplage R-C. R1 et R2 forment le diviseur de tension fournissant la polarisation et compensant les variations de température.

ne d'impédance d'entrée et de sortie et il constitue une amélioration importante par rapport à l'amplificateur à un seul étage.

Chacun des étages à émetteur commun inverse la phase du signal; en conséquence, dans un amplificateur à deux étages, les tensions d'entrée et de sortie sont en phase et ont la même polarité instantanée.

Par l'utilisation d'une réaction négative, ou contre-réaction, on augmente considérablement la stabilité d'un amplificateur à transistor. Bien que, comme nous le savons, elle entraîne une diminution de l'amplification totale, la contre-réaction produit un effet extrêmement utile sur l'amplificateur, car elle le rend moins sensible aux variations de la température et permet d'obtenir une courbe de réponse linéaire sur une plus grande gamme de fréquences.

Dans le montage de la figure 11, cette réaction est obtenue par un circuit série R-C placé entre l'émetteur du premier étage et le collecteur du second. Les autres éléments du circuit sont identiques et jouent le même rôle que ceux correspondants de la figure 10.

La **figure 12** représente un autre montage classique d'amplificateur BF à transistors à deux étages, dans lequel la polarisation des électrodes est obtenue par un diviseur de tension. L'impédance d'entrée de cet amplificateur est de l'ordre de 1 100 ohms. La résistance de charge du premier étage est en parallèle sur l'impédance d'entrée du second.

Le gain en tension (A_v) approximatif est donné par la formule:

$$A_v = h_{21} \frac{R_L}{h_{11}} = \beta \frac{R_L}{h_{11}}$$

h_{11} étant l'impédance d'entrée dans le montage base à la masse.

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE EN CLASSE « A »

Un étage de puissance à transistors en classe A est polarisé de la façon illustrée par la **figure 13**. Le point de fonctionnement est choisi de manière que les alternances positives et négatives du signal soient symétriques (même amplitude).

La puissance de sortie maximale est donnée par:

$$P\ max = \frac{E_c\ I_c}{2}$$

La résistance de charge se calcule par la formule:

$$R_L = \frac{E_c}{I_c}$$

En combinant ces deux équations, nous pouvons exprimer la valeur de la résistance de charge en fonction de la tension d'alimentation et de la puissance de sortie, par la formule:

$$R_L = \frac{E_c^2}{2\ P\ max}$$

Pour des puissances de sortie de 10 mW et plus, la résistance de charge est très faible vis à vis de l'impédance de sortie du transistor et l'amplification en courant est pratiquement égale au facteur « béta » avec courant de court-circuit.

Dans un étage de puissance en classe A, l'amplification de puissance est donnée par:

$$\text{Amplific. de puissance} = \frac{\beta^2\ R_L}{R_i} = \frac{\beta^2\ E_c^2}{2\ R_i\ P\ max}$$

ETAGE PILOTE EN CLASSE « A »

Supposons que pour obtenir une puissance de sortie de 250 mW, le gain de l'étage final soit de l'ordre de 23 dB. Il faudra donc que le signal appliqué à l'entrée de cet étage ait une puissance de 2 mW environ. Dans ce cas, nous pouvons calculer l'impédance de charge de l'étage pilote (driver) en classe A, en fonction de la puissance qu'il doit délivrer à l'étage final, au moyen de l'équation donnée plus haut. Pour des puissances de sortie de l'ordre de quelques milliwatts, la résistance de charge n'a pas une valeur négligeable vis-à-vis de l'impédance de sortie du transistor; c'est pourquoi nous

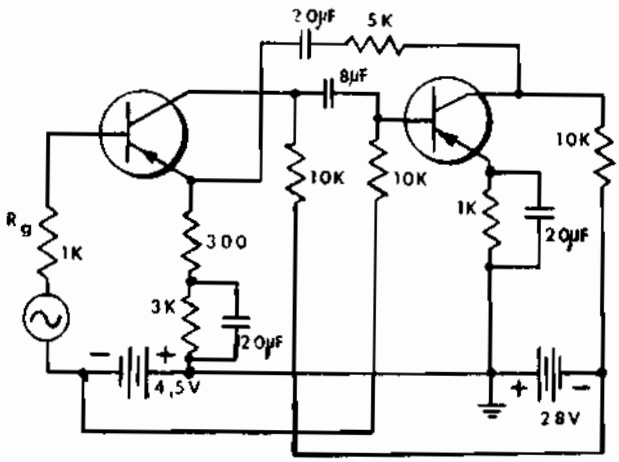


Fig. 11 - Amplificateur B.F. à deux étages. Les deux transistors sont montés avec émetteur commun (amplification maximale).

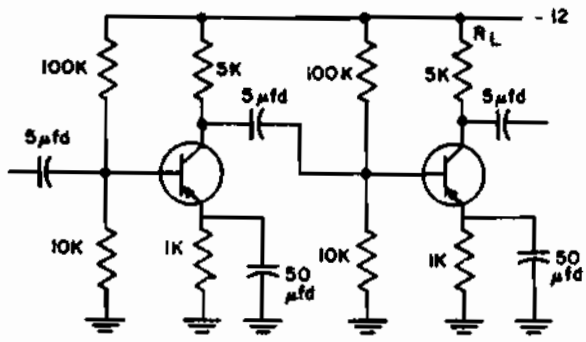


Fig. 12 - Amplificateur R-C à deux étages, analogue au précédent, mais alimenté par une seule source de courant continu au moyen de diviseurs de tension.

devons employer une formule plus exacte pour calculer l'amplification de puissance d'un étage de ce type.

Le gain en tension est donné par l'équation:

$$A_v = \frac{R_L}{h_{11}}$$

dans laquelle h_{11} est l'impédance d'entrée dans le montage base à la masse.

Le gain en courant est donné par:

$$A_i = \frac{\alpha}{(1 - \alpha) + R_L\, h_{22}}$$

dans laquelle h_{22} est la conductance de sortie dans le montage basse à la masse.

Le gain en puissance est égal au produit du gain en courant par le gain en tension: en conséquence, contrairement à ce que nous avons vu pour l'étage de sortie à forte puissance, il n'existe pas de relation simple entre la puissance de sortie désirée et le gain en puissance dans le cas d'un étage pilote (driver) classe A.

$$A_p = \frac{R_L}{h_{11}} \quad \frac{\alpha}{(1 - \alpha) + R_L\, h_{22}}$$

ETAGE DE PUISSANCE PUSH-PULL EN CLASSE « B »

Dans la plupart des réalisations pratiques, la puissance de sortie, ou puissance modulée nécessaire est spécifiée au départ et sert de base à l'étude du projet. La **figure 14** donne le schéma de principe d'un étage amplificateur de puissance en push-pull classe B. Le diviseur de tension, formé par R et la résistance de 47 ohms, fournit une faible polarisation dans le sens favorable au transistor, ceci afin d'éviter une distorsion provoquée par les courants transitoires. Cette tension de polarisation est généralement de l'ordre de 0,1 volt. Dans ces conditions, le courant de collecteur en l'absence de signal est de 1,5 mA environ. Les deux résistances de 8,2 ohms, placées en série avec les émetteurs stabilisent les transistors et évitent leur échauffement exagéré en cours de fonctionnement, lorsque la température de la jonction atteint 60°, l'intensité du courant tend à augmenter. La **figure 15** représente la droite de charge tracée sur la réseau des courbes caractéristiques du courant de collecteur. Il est facile de constater que la puissance de sortie en courant alternatif (puissance modulée) que l'on peut obtenir sans atteindre le point de saturation, est donnée par la formule:

$$P_{max} = \frac{I_{max} \times E_c}{2}$$

Etant donné que la résistance de charge d'un transistor a pour valeur:

$$R_L = \frac{E_c}{I_{max}}$$

et que la résistance de charge de collecteur à collecteur est quatre fois plus grande (par suite du point milieu du primaire du transformateur), la puissance de sortie, ou puissance modulée, que l'on peut obtenir est donnée par la formule:

$$P_{max} = \frac{2\, E^2_c}{R_{cc}}$$

dans laquelle R_{cc} est la résistance de collecteur à collecteur.

$$R_{cc} = R_L = \frac{4\,E}{I_{c\,max}}$$

On voit donc qu'il est ainsi possible de calculer la résistance de charge de collecteur à collecteur permettant d'obtenir une puissance modulée déterminée pour une tension d'alimentation donnée:

$$R_{cc} = \frac{2\, E_c^2}{P_{max}}$$

Pour des puissances modulées comprises entre 50 et 750 mW, l'impédance de charge est très faible et constitue pratiquement un court-circuit pour l'impédance de sortie des transistors. En pratique, contrairement à ce qui se produit dans le cas d'amplificateurs pour signaux de faible amplitude, il n'est pas nécessaire, dans les amplificateurs de puissance, d'adapter l'impédance du

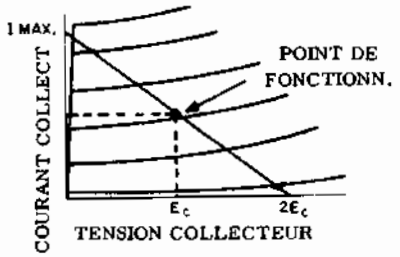


Fig. 13 - Courbes de polarisation d'un étage amplificateur en classe A.

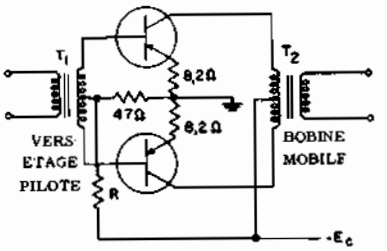


Fig. 14 - Amplification de puissance push-pull classe B.

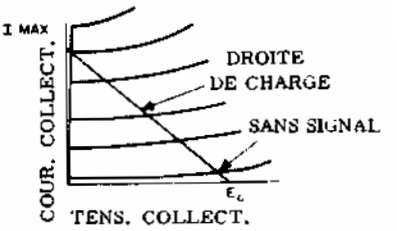


Fig. 15 - Tracé de la droite de charge sur le réseau des courbes caractéristiques du courant de collecteur. En l'absence de signal, la tension du collecteur est maximale et le courant est minimal.

circuit extérieur, ou circuit d'utilisation, à l'impédance interne des transistors.

L'amplification de puissance est donnée par la formule:

$$\text{Amplific. de puissance} = \frac{P_m}{P_e} = \frac{R_{cc}\ I_c^2}{R_{BB}\ I_B^2}$$

avec:

P_m = puissance modulée à la sortie;

P_e = puissance modulée à l'entrée;

R_{cc} = résistance de charge de collecteur à collecteur;

R_{BB} = résistance d'entrée de base à base;

I_c = courant de collecteur;

I_B = courant de base.

En outre, du moment que le rapport entre le courant de sortie et le courant d'entrée I_c/I_B est égal au gain en courant « béta » pour les faibles valeurs de la résistance de charge, la formule donnant l'amplification en puissance peut être transformée comme suit:

$$\text{Amplific. en puissance} = \beta^2 \frac{R_{cc}}{R_{bb}}$$

dans laquelle R_{cc} est la résistance entre collecteurs, R_{bb} est la résistance entre bases et β est le gain en courant avec émetteurs à la masse.

Puisque la résistance de charge est fonction de la puissance modulée maximale que l'on désire obtenir, l'amplification de puissance peut donc être exprimée en fonction de cette puissance modulée maximale par la combinaison des deux formules précédentes, soit:

$$\text{Amplific. de puissance} = \frac{2\ \beta^2\ E_c^2}{R_{bb}\ P_{max}}$$

AMPLIFICATEURS HAUTE FREQUENCE

Il y a quelques années, les caractéristiques des transistors en haute fréquence se prêtaient difficilement, comme nous l'avons dit, aux applications relatives aux circuits d'amplification fonctionnant sur des fréquences élevées.

La technique moderne à donné naissance aux transistors du type «drift», ou à alliage diffusé, spécialement conçus pour l'amplification HF, dans lesquels les impuretés sont réparties d'une façon non uniforme dans la région de la base. Dans ce type de transistor, les porteurs de charge injectés par l'émetteur dans la base, sont soumis, à l'intérieur de celle-ci, à l'action d'un champ électrique interne. Ils sont accélérés par ce champ et **séjournent ainsi moins longtemps à l'intérieur de la base.**

Tout se passe comme si l'épaisseur de la base était considérablement réduite. Il en résulte une diminution considérable du temps de transit des porteurs dans la base.

Indépendemment de l'utilisation de ce type particulier de transistor, les circuits haute fréquence ont été pourvus de dispositifs spéciaux permettant de réaliser des montages donnant une forte amplification et une stabilité satisfaisante. Par exemple, dans un amplificateur HF composé de deux étages montés en émetteur commun, la présence d'une capacité importante entre la base et le collecteur à l'intérieur du transistor, nécessite l'adoption d'un circuit de neutrodynage. Celui-ci peut être constitué par un circuit de réaction R-C série, branché entre la base d'un étage et la base de l'étage précédent.

Pour réaliser un amplificateur HF donnant un gain élevé, les transistors sont montés en émetteur commun. La difficulté de réaliser alors une adaptation convenable entre la haute impédance du circuit du collecteur et la basse impédance du circuit de base de l'étage suivant peut être surmontée en n'accordant seulement que le primaire du transformateur de couplage.

OSCILLATEURS A TRANSISTORS

Tout circuit oscillateur, nous le savons, doit comporter un élément doté d'un certain pouvoir d'amplification; étant donné que le transistor en est un, il peut être utilisé dans cette fonction. En effet, on peut faire osciller un transistor sur des fréquences plus élevées que celles où il peut être employé comme amplificateur. Pour réaliser un montage oscillateur il faut recourir à un circuit de réaction extérieur, ou utiliser la réaction interne dans le transistor lui-même

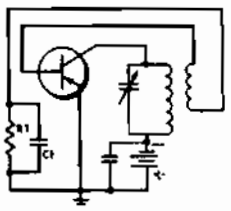


Fig. 16 - Etage oscillateur à réaction par couplage inductif. Fonctionne aussi bien en HF qu'en BF.

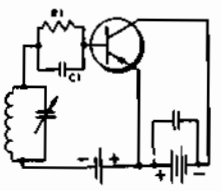


Fig. 17 - Oscillateur à résistance négative. Le transistor doit être du type à pointes de contact.

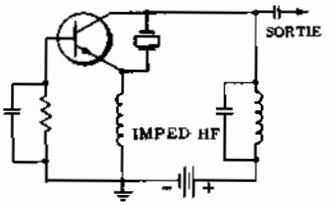


Fig. 18 - Oscillateur à transistors à jonctions, contrôlé par quartz.

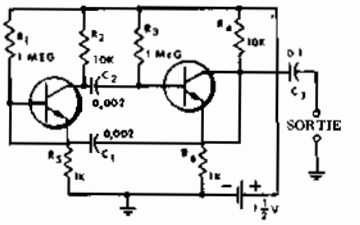


Fig. 19 - Montage multivibrateur. Comme dans le montage à tubes, les oscillations produites ne peuvent pas être sinusoïdales.

(tout comme dans le cas de montages à tubes).

La **figure 16** donne le schéma de principe d'un oscillateur à transitsor dans lequel la réaction se fait par couplage inductif; une fraction du courant de sortie est renvoyée sur le circuit d'entrée selon le procédé classique du couplage par bobines. Le transistor étant monté en émetteur commun, le signal de sortie est déphasé de 180° sur celui d'entrée; comme le transformateur de couplage (constitué par la bobine d'accord et la bobine de réaction) produit un nouveau déphasage de 180°, la tension de réaction est de même signe que le signal d'entrée, donc réaction positive et entretien des oscillations. La résistance R_1 et le condensateur C_1 constituent le circuit d'autopolarisation entre base et émetteur.

La **figure 17**, par contre, représente un oscillateur à résistance « négative » réalisé avec un transistor à pointes de contact. Ce montage est rendu possible par le fait que la résistance d'entrée d'un transistor à pointes de contact est « négative » et que l'amplification est généralement supérieure à 2. On peut produire des oscillations de fréquence déterminée en « shuntant » la résistance négative d'entrée par un circuit accordé.

On peut également réaliser des oscillateurs avec des transistors à jonctions en utilisant une réaction extérieure. Pour obtenir des oscillations plus stables et de fréquence précise, on a recours à l'oscillateur à cristal de quartz de la **figure 18**, qui est du type à base commune.

La **figure 19**, par contre, donne le schéma d'un multivibrateur comportant deux transistors. Ce montage est tout à fait semblable à celui que l'on réalise avec les tubes et consiste essentiellement en un amplificateur à deux étages à couplage par résistance capacité. La sortie du second étage est couplée à l'entrée du premier à travers le condensateur C_1, et les oscillations produites ont une forme rectangulaire.

MONTAGE CONVERTISSEUR

Nous savons que l'étage convertisseur d'un récepteur superhétérodyne, ou changeur de fréquence, n'est pas autre chose que la combinaison d'un étage oscillateur local et d'un étage mélangeur; sa fonction est de transformer le signal reçu (haute fréquence) en un signal moyenne fréquence pouvant être amplifié par les étages MF du récepteur. La **figure 20** donne le schéma de principe d'un étage convertisseur classique.

On peut le redessiner de la manière indiquée sur les **figures 21 A** et **21 B** pour montrer séparément les circuits de l'oscillateur et ceux du mélangeur. Le fonctionnement de l'oscillateur peut être expliqué comme suit: le bruit de fond, ou souffle, produit de faibles variations du courant de base et celles-ci, par suite de l'amplification, prennent une plus grande amplitude dans le circuit du collecteur. Cette tension alternative passant dans le primaire du transformateur (L2), induit un courant dans le secondaire, lequel est accordé sur la fréquence désirée par le condensateur C_B.

Le condensateur C2 sert à coupler l'émetteur au circuit oscillant. Si le couplage des deux bobines est correct, le signal de sortie est en phase avec celui d'entrée et l'on obtient la production d'oscillation entretenues.

Le secondaire de L2 est un autotransformateur dont les caractéristiques sont établies pour adapter la haute impédance du circuit oscillant à la basse impédance du circuit de l'émetteur; à cet effet, l'émetteur n'est pas relié au sommet de la bobine d'accord, mais à une prise intermédiaire convenablement choisie. Le condensateur C1 sert à découpler à la masse la base du transistor; on voit donc que dans sa fonction **oscillateur**, le transistor a sa base à la masse.

Le fonctionnement de la partie mélangeur est représenté sur la figure 21 B: la bobine L1 est enroulée sur un bâtonnet de ferrite et fonctionne à la manière d'un cadre; elle capte les ondes rayonnées par les divers émetteurs et est accordée sur la fréquence choisie au moyen du condensateur variable C_A. Le transistor est polarisé de telle sorte que son point de fonctionnement est situé dans la courbure de la caractéristique. Ceci est la condition parfaite pour réaliser ce qu'on appelle la « première détection » qui permet d'obtenir le mélange du signal reçu avec celui provenant de l'oscilla-

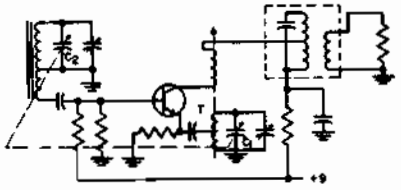


Fig. 20 - Etage convertisseur. Un seul transistor fonctionne en oscillateur et en mélangeur.

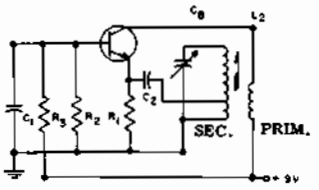


Fig. 21 A - Circuit séparé de l'oscillateur de la figure 20.

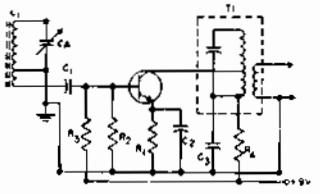


Fig. 21 B - Circuit séparé du mélangeur de la figure 20.

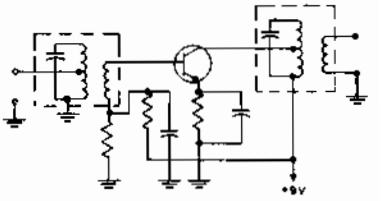


Fig. 22 - Schéma de principe d'un étage amplificateur moyenne fréquence. Seuls, les primaires des transformateurs sont accordés, car les secondaires doivent être à basse impédance pour s'adapter à l'impédance d'entrée des transistors.

teur local; il en résulte des battements donnant naissance à la moyenne fréquence.

L'impédance de charge T1 est accordée sur la différence entre la fréquence du signal reçu et celle de l'oscillateur, c'est-à-dire sur la moyenne fréquence qui est — nous le savons — de l'ordre de 450 kHz, tout comme dans un montage convertisseur à tube. R4 et C3 forment le filtre de découplage du collecteur, tandis que C2 a pour fonction de mettre l'émetteur à la masse et que le signal d'entrée est appliqué à la base, la partie mélangeuse fonctionne donc avec émetteur commun.

Il existe de nombreux montages convertisseurs de fréquence, soit à un seul étage (figure 20), produisant aussi bien les oscillations locales que le mélange des deux signaux, soit à deux transistors, ayant des fonctions séparées, l'un étant l'oscillateur local, l'autre le premier détecteur ou mélangeur. Dans ce dernier cas, les deux étages sont couplés capacitivement ou inductivement l'un à l'autre. Nous verrons par la suite, au cours d'une description pratique, comment un étage convertisseur à transistors peut donner un rendement aussi satisfaisant qu'un convertisseur à tubes.

AMPLIFICATEUR MOYENNE FREQUENCE

La **figure 22** donne le schéma de principe d'un étage amplificateur moyenne fréquence dans lequel le courant du collecteur est déterminé par un diviseur de tension inséré dans le circuit de la base et par une résistance de forte valeur dans le circuit de l'émetteur. Le couplage avec l'étage précédent (convertisseur) et l'étage suivant (2ème étage MF ou détecteur) se fait au moyen de transformateurs à primaire accordé. Le collecteur est relié à une prise intermédiaire de l'enroulement primaire du transformateur de sortie, ceci aussi bien pour adapter les impédances, que pour faire en sorte que le fonctionnement de l'étage soit relativement peu affecté par le remplacement éventuel du transistor.

Avec un transistor du type n-p-n, il est inutile de prévoir un neutrodynage pour stabiliser l'amplificateur; par contre, ce neutrodynage est nécessaire si l'on utilise un transistor du type p-n-p. La valeur du condensateur de neutrodynage dépend de la capacité interne du transistor employé.

Le gain d'un amplificateur moyenne fréquence de ce genre diminue lorsque diminue l'intensité du courant de l'émetteur; cette propriété peut être mise à profit pour commander l'amplification des différents étages de telle sorte que les émetteurs faibles ou lointains soient reçus aussi fortement que les émetteurs puissants ou rapprochés. C'est ainsi que les récepteurs à transistors peuvent être munis du dispositif de commande automatique de volume (C.A.V.), tout comme les récepteurs à tubes.

COMMANDE AUTOMATIQUE DE VOLUME

Nous avons vu dans une leçon précédente, que la C.A.V. avait pour fonction de faire varier automatiquement l'amplification d'un récepteur en fonction de l'intensité du signal reçu. Cette définition montre qu'il serait préférable de désigner ce dispositif, comme on le fait de plus en plus souvent, sous le nom de « commande automatique de gain » (C.A.G.). Avec les transistors cette commande est réalisée de la manière habituelle, c'est-à-dire en prélevant une partie du signal détecté ou, encore, en détectant séparément le signal MF par une diode distincte de la diode détectrice.

Tout comme dans un récepteur à tubes, la tension de C.A.V., après avoir été détectée, est filtrée par un circuit RC qui élimine toute trace de modulation BF et donne une tension continue dont l'amplitude moyenne est fonction de l'intensité du signal reçu. Cette tension sert à faire varier la polarisation de la base des transistors amplificateurs moyenne fréquence et, par voie de conséquence, leur coefficient d'amplification.

Au cours des leçons qui vont suivre, le lecteur pourra étudier et mieux comprendre la réalisation pratique de circuits complets de récepteurs superhétérodynes à transistors. Il pourra ainsi se rendre compte comment, dans ces récepteurs, ont été conçus et réalisés pratiquement les circuits de conversion, d'amplification MF, de détection, de commande automatique de volume, etc...

Leçon n° 86

L'ENREGISTREMENT DES SONS

Avec l'évolution de la technique radio, et la diffusion des programmes musicaux, est apparue toujours plus grande la nécessité de créer des moyens propres à fixer — pour ainsi dire — les sons sur une matière qui en permette, ensuite, la reproduction un nombre indéfini de fois. Cette nécessité, qui a donné naissance à une branche bien connue de l'électronique, à conduit, tout d'abord, vers la recherche d'une méthode pour enregistrer la seule voix humaine, dans le but de conserver dans le temps, aussi bien la voix d'une cantatrice connue, que celle d'une personnalité importante. Par la suite, on s'est attaché à enregistrer, d'une manière de plus en plus fidèle, les oeuvres musicales pour en permettre l'écoute et la diffusion en n'importe quel lieu.

L'évolution s'est faite progressivement, depuis les enregistrements rudimentaires du début du siècle, jusqu'aux enregistrements « haute fidélité » de nos jours.

La possibilité d'enregistrer les sons, a permis également de surmonter de nombreuses difficultés dans le domaine de la radiodiffusion. Avec la « haute fidélité », l'enregistrement des sons a atteint une perfection telle qu'il est possible d'enregistrer, par avance, des programmes entiers, qu'ils soient parlés ou musicaux. Ceci permet, en particulier, de transmettre une représentation théâtrale, tandis que les acteurs jouent, au même moment, une autre pièce dans un théâtre souvent éloigné de plusieurs centaines de kilomètres. En d'autres termes, il a été possible de prévoir des programmes radiodiffusés longtemps à l'avance, sans avoir à tenir compte des disponibilités des divers acteurs.

Ceci n'est certainement pas le seul avantage offert par la possibilité d'enregistrer fidèlement les sons. Chacun sait combien la culture musicale est devenue partie intégrante de la culture générale d'un individu. Rien n'a plus favorisé un tel progrès que la possibilité de posséder des disques sur lesquels sont enregistrés nos airs favoris. Le commerce, les échanges de ces disques ont permis une telle diffusion de la musique, qu'il en est resulté la naissance d'une véritable industrie, de dimensions et d'importance véritablement colossales.

Nous verrons encore comment les enregistrements ont été avantageusement exploités dans les différentes branches de l'industrie. En effet, il existe une technique de l'enregistrement des «impulsions» qui a trouvé un vaste champ d'applications dans les «cerveaux électroniques», les calculatrices, les téléscripteurs, etc...

Incidemment, nous ajouterons que — en tout dernier lieu — les développements et les énormes progrès de cette technique ont permis d'enregistrer les images, fixes ou animées — préalablement traduites en signaux électriques, suivant la technique de la télévision — sur des bandes magnétiques, suivant un procédé analogue à celui utilisé dans les magnétophones. Cette inovation retentissante a eu une énorme influence sur le développement des émissions télévisées.

Pour que le lecteur puisse suivre l'évolution de cette technique de l'enregistrement sonore, nous étudierons différents procédés et leurs applications particulières, tant du point de vue théorique que pratique.

LES DIFFERENTS SYSTEMES

A la suite des études et des expériences faites dans ce domaine, il a été créé trois systèmes d'enregistrement des sons: **mécanique, optique et magnétique**.

Le système mécanique a connu une grande diffusion commerciale avec la production des disques, tout spécialement avec l'avènement des enregistrements sur microsillons de longue durée.

Le deuxième procédé, le système optique, principalement employé pour la sonorisation des films cinématographiques, n'est mentionné ici que pour donner une vue complète de la question, car il ne concerne, en fait, qu'un secteur très spécialisé de l'électronique.

L'enregistrement magnétique, préconisé par Poulsen dès 1877, est une découverte plus ancienne que celle du phonographe d'Edison; toutefois, ce n'est que dans ces dernières décades qu'il a été suffisamment perfectionné pour concurencer sérieusement, et même dépasser, l'enregistrement phonographique. Aujourd'hui, en raison de ses performances exceptionnelles, qui ne peuvent être atteintes par les moyens mécaniques, ce procédé est également employé dans de nombreuses applications professionnelles (calculateurs électroniques, enregistrements vidéo...). En raison de son importance primordiale, l'enregistrement magnétique fera l'objet d'une leçon tout entière.

L'ENREGISTREMENT MECANIQUE

La technique de l'enregistrement par des moyens mécaniques, qui a donné naissance à d'autres procédés développés ultérieurement, a son histoire qu'il convient de rappeler.

Parmi les différents chercheurs qui s'occupèrent à l'origine de cette question, il faut citer, en premier lieu, Edison qui réalisa en Amérique le premier modèle de gramophone à cylindre; puis, ensuite, vinrent Cros, Berliner, Belle et Tainter.

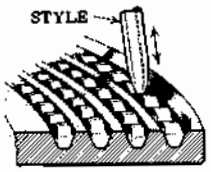


Fig. 1-A - Système d'enregistrement dans le sens vertical.

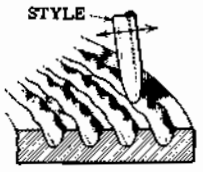


Fig. 1-B - Système d'enregistrement dans le sens horizontal (latéral).

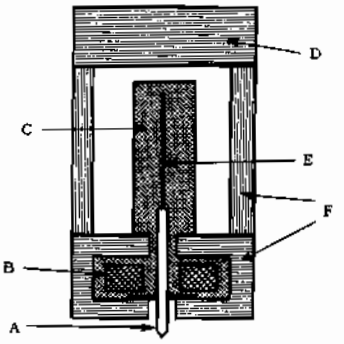


Fig. 2 - Tête d'enregistrement (ou de gravure): A = Stylet graveur ou burin; B = bobine; C = liquide visqueux; D = aimant; E = amortisseur; F = pièces polaires.

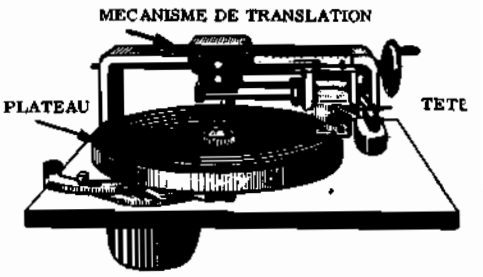


Fig. 3 - Platine d'enregistrement sur disques. On peut voir le moteur (en dessous), le plateau très lourd, la tête de gravure et le mécanisme de translation de celle-ci.

Le premier modèle était constitué par un cornet rigide transmettant les sons à une membrane élastique portant une pointe d'acier en son centre. Sous l'effet des ondes sonores, transmises à la membrane par le cornet, la pointe d'acier entrait en vibrations lesquelles se gravaient sur une feuille d'étain enroulée sur un cylindre que l'on faisait tourner manuellement. Pendant l'enregistrement, qui débutait à une des extrémités du cylindre, la pointe se déplaçait régulièrement et lentement vers l'extrémité opposée, sous l'effet d'un dispositif de translation à vis sans fin. L'enregistrement terminé, il suffisait de replacer la pointe à son point de départ et de tourner la manivelle du cylindre; la pointe d'acier suivait les gravures de la feuille d'étain, ses vibrations étaient transmises à la membrane dont les oscillations mettaient en mouvement l'air contenu dans le cornet. A l'extrémité de celui-ci, on pouvait percevoir des ondes sonores.

Plus tard, la feuille d'étain fut remplacée par un cylindre de cire, ce qui eut pour résultat d'améliorer la qualité de la reproduction en diminuant considérablement les bruits produits par le frottement de la pointe métallique, mais au détriment de la durée d'utilisation Ce ne fut que plus tard que le cylindre céda la place au disque.

L'enregistrement mécanique sur disque peut se faire de deux façons différentes: soit dans le sens vertical, c'est-à-dire en faisant varier la **profondeur** de la gravure par rapport au plan du disque, soit dans le sens latéral, en faisant varier la **largeur** du sillon dans le plan du disque. C'est ce dernier procédé qui est actuellement universellement adopté, comme nous le verrons plus loin. La **figure 1** représente, sous un fort agrandissement, les sillons obtenus au moyen des deux types de gravure mentionnés ci-dessus.

En principe, nous pouvons résumer le processus de fabrication d'un disque de la façon suivante: un microphone, placé à proximité de la source sonore à enregistrer est branché à l'entrée d'un amplificateur BF à la sortie duquel est reliée une **tête d'enregistrement**, du type représenté sur la **figure 2**. Le principe de fonctionnement de cette tête est en tout point semblable à celui du haut-parleur magnétique, avec la seule différence que l'énergie mécanique développée provoque les vibrations de la pointe de gravure, au lieu de faire vibrer le cône.

Bien que moins fréquemment employées, on trouve également des têtes d'enregistrement piézoélectriques, dont le fonctionnement est basé sur les propriétés bien connues des cristaux.

Un système mécanique de translation provoque le déplacement de la tête d'enregistrement depuis le bord extérieur vers le centre du disque, le long d'un rayon, pendant sa rotation. A cet effet, la vis sans fin entraînant la tête est couplée mécaniquement au moteur assurant la rotation du disque (à vitesse rigoureusement constante). La **figure 3** montre une des premières machines d'enregistrement.

Les sons recueillis par le microphone et transformés en vibrations mécaniques du stylet sont gravés sur un disque constitué par un support rigide recouvert d'un vernis à base d'acétate de cellulose. Une fois l'enregistrement terminé, la «matrice» ainsi obtenue, qui est en matière isolante, est recouverte du côté de la gravure — au moyen d'un procédé chimique — d'une couche d'argent pur, suffisamment fine pour ne pas modifier, d'une manière sensible, les caractéristiques de la gravure. Cette matrice, une fois métallisée, est plongée dans un bain galvanoplastique formé par une solution de sulfate de cuivre où, sous l'effet électrolytique, la mince couche d'argent est renforcée par une couche de cuivre d'une épaisseur de quelques dixièmes de millimètre.

Le moule de cuivre, ainsi obtenu est détaché de la matrice plastique et le côté sur lequel apparaît, en relief, la gravure est chromé pour lui donner une plus grande dureté. C'est ce moule qui servira à «presser» à chaud les disques définitifs, ceux mis en vente. A cet effet, on utilise des presses spéciales dont la pression est calculée de manière à contraindre la pâte molle, constituant le disque, à pénétrer dans tous les sillons du moule.

Nous étudierons plus loin, les dispositifs de reproduction ou de «lecture» d'un disque, qui constituent,

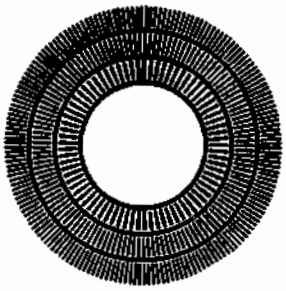


Fig. 4 - Disque stroboscopique pour le contrôle des trois vitesses de rotation: 33 tours (extérieur), 45 tours (médian) et 78 tours (intérieur).

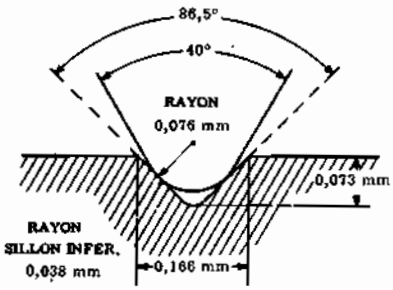


Fig. 5 - Dimensions des sillons des disques normaux (86°5) et microsillon (40°). On remarquera la différence de profondeur.

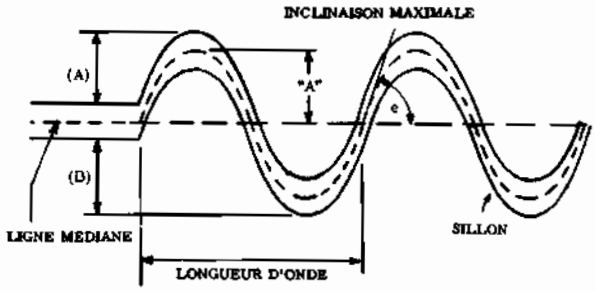


Fig. 6 - Caractéristiques d'un sillon non modulé (rectiligne) au début, puis modulé latéralement. (A) et (B) représentant l'amplitude de la modulation, « A » l'amplitude de pointe par rapport à la ligne médiane et « e » l'angle d'inclinaison maximal du sillon.

en quelque sorte, l'inverse des opérations de gravure, au moyen desquels on peut obtenir la restitution des sons originaux gravés sur le support.

CARACTERISTIQUES DES ENREGISTREMENTS SUR DISQUES

Nous n'examinerons ici que les procédés modernes d'enregistrement sur disques caractérisés par un sillon en spirale à pas constant (gravé de manière que le plan des vibrations de la pointe soit horizontal). En effet, ainsi que nous l'avons signalé plus haut, la gravure en profondeur (dans le plan vertical) a été presque complètement abandonnée depuis longtemps, en raison des importantes distorsions auxquelles elle donnait lieu.

Au début, étant donné les possibilités limitées du matériel d'enregistrement, des installations de pressage, des amplificateurs BF et des appareils de reproduction, les enregistrements sur disques se faisaient à la vitesse de 78 tours à la minute. Avec cette vitesse, l'enregistrement d'un morceau de musique de durée normale occupait une face entière du disque ce qui présentait un grave inconvénient particulièrement dans le cas d'oeuvres d'une certaine durée, comme les opéras, les symphonies ou concertos, dont le temps normal d'exécution dépasse largement celui des morceaux de musique légère.

A cela, il faut encore ajouter que la structure moléculaire de la pâte employée en ce temps là pour le pressage à chaud des disques, était assez grossière et donnait lieu, pendant la reproduction, à un bruit de fond provoqué par les frottements de l'aiguille sur la surface du disque.

Pour pallier à tous ces inconvénients, on a créé de nouveaux matériaux dont la structure moléculaire est suffisamment fine pour réduire au maximum le bruit de fond et pour permettre la gravure d'un plus grand nombre de sillons sur une même surface.

C'est ainsi qu'est née la technique moderne d'enregistrements sur disques **microsillon** ainsi appelés parce que les sillons sont beaucoup plus étroits que ceux des disques à 78 tours. En outre, la possibilité de graver des sillons plus étroits — donc de plus faibles vibrations du stylet graveur — a permis l'enregistrement à des vitesses de rotation beaucoup plus réduites, à 45, 33 et même 16 tours à la minute.

L'avènement des disques microsillon, tant par leur durée d'enregistrement plus grande, que par leur moindre fragilité (ils sont flexibles et très résistants) et leur faible bruit de fond, a ouvert une ère nouvelle dans le domaine de la musique enregistrée.

La production des disques microsillon a pratiquement réduit à zéro celle des disques normaux, bien que le prix en soit encore plus élevé. Cela est dû également au fait que sur un disque 33 tours de 25 cm de diamètre on peut loger, sur une seule face, quatre enregistrements d'une durée égale à celle enregistrée sur une face d'un disque 78 tours de même diamètre.

La vitesse réelle des disques dont nous venons de parler a été fixée par des accords internationaux aux valeurs suivantes:

78 tours nominaux = 77,92 ± 0,5% effectifs

45 tours nominaux = 45,11 ± 0,5% effectifs

33 1/3 tours nominaux = 33 1/3 ± 0,5% effectifs

L'exactitude de ces vitesses peut être contrôlée sur n'importe quel tourne-disques au moyen d'un disque stroboscopique (**figure 4**) éclairé par une lampe alimentée sur le secteur électrique à 50 Hz; le disque stroboscopique doit comporter 77 bandes noires pour les 78 tours, 133 pour les 45 tours et 180 pour les 33 tours.

Pour une meilleure compréhension du procédé, disons quelques mots sur le principe même du stroboscope. Lors de l'étude du courant alternatif, nous avons appris que — pour chaque cycle — la tension passait deux fois par sa valeur de pointe et deux fois par la valeur zéro. Une lampe à filament incandescent, alimentée en C.A., ne donnera donc pas une lumière parfaitement constante, mais une lumière dont l'intensité suivra les variations de la tension. L'oeil humain ne peut percevoir de telles variations d'intensité de la lumière en raison, d'une part de leur fréquence (qui est évidemment le double de celle du courant) trop élevée

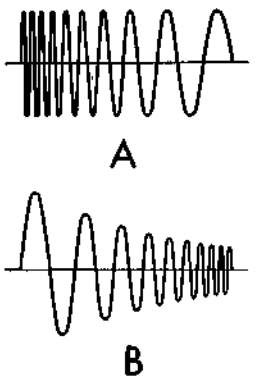


Fig. 7 - Représentation graphique de la gravure à amplitude constante (A) et à vitesse constante (B).

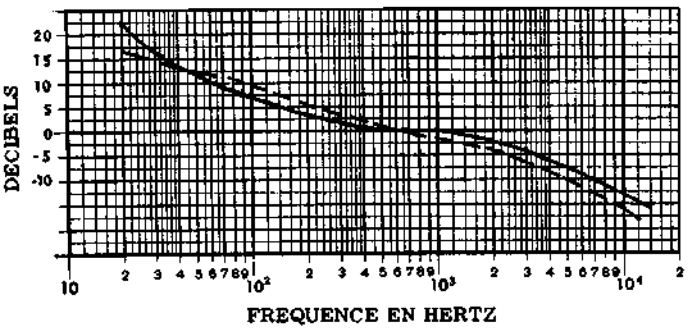


Fig. 8 - Courbe de réponse (RIAA) en traits discontinus, comparée à l'ancienne courbe (AES) en trait continu.

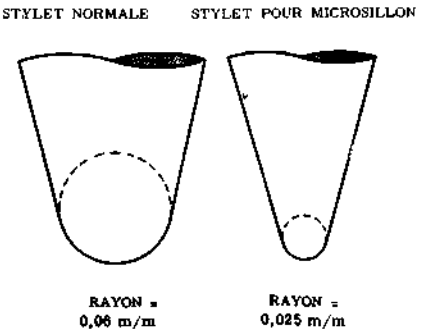


Fig. 9 - Caractéristiques des pointes et des stylets. On remarque en particulier les extrémités sphériques dont le rayon de courbure varie selon le type d'incision.

pour l'inertie de la rétine et d'autre part, pour l'inertie du filament lui-même, qui empêche son refroidissement, donc son extinction totale pendant la fraction de seconde durant laquelle la tension devient nulle.

Si un disque stroboscopique (c'est-à-dire un disque portant des bandes radiales noires et blanches) tourne à une vitesse constante et est éclairé par une lampe à incandescence alimentée en courant alternatif, les bandes blanches et noires ne semblent se déplacer que s'il n'y a pas un rapport exact entre la vitesse de rotation, le nombre des bandes et la fréquence de la tension. Par contre, si chacune de ces valeurs est un multiple ou un sous-multiple exact des deux autres, les bandes apparaissent immobiles.

Le nombre des bandes noires et blanches des disques stroboscopiques utilisés pour contrôler la vitesse des tourne-disques a été calculé de telle sorte que si la vitesse est exactement celle prévue et si la fréquence du courant d'alimentation de la lampe est de 50 Hz, le disque apparaît immobile lorsqu'il est placé sur le plateau tournant. Par contre, il semble tourner lentement dans le sens des aiguilles d'une montre si la vitesse de rotation est plus grande que celle prévue et inversement dans le sens contraire, si la vitesse est plus faible. On considère que le plateau du tourne-disques tourne avec la vitesse indiquée si dans une minute, le déplacement dans un sens ou dans l'autre, de l'image stroboscopique n'excède pas 35 bandes.

La coupe et les dimensions d'un sillon normal et d'un microsillon sont indiquées sur la **figure 5**. Etant donné que le nombre moyen de sillons par centimètre varie entre 35 et 60 pour un disque 78 tours, et entre 80 et 120 pour les disques microsillon 45 et 33 tours, la durée approximative des divers types de disques est la suivante:

78 tours 25 cm, durée 3 à 4,5 minutes

78 tours 30 cm, durée 4,5 à 6 minutes

45 tours 17 cm, durée 5 à 7 minutes

33 tours 25 cm, durée 15 à 20 minutes

33 tours 30 cm, durée 20 à 30 minutes

MODULATION LATERALE DU SILLON

Dans les disques modernes, nous l'avons dit plus haut, les vibrations mécaniques du stylet se font dans un plan horizontal; en conséquence, le sillon en spirale (à pas constant) qui va du bord extérieur vers le centre, est gravé **latéralement** ou, pour mieux dire, forme des sinuosités .

Il nous faut étudier en détail ce type de modulation, car, outre qu'elle constitue évidemment le coeur de l'enregistrement sur disques, elle détermine également le mode de fonctionnement de la tête de lecture et impose l'utilisation de circuits égalisateurs appropriés.

La **figure 6** montre la signification des termes qui reviendront constamment dans le texte, par exemple: sillon non modulé, sillon en spirale à pas constant, etc...

Par le terme «longueur d'onde» on entend la longueur du sillon nécessaire pour graver une sinusoïde complète du son. Elle est donnée par la formule:

$$l = v : f$$

dans laquelle v est la vitesse de déplacement du stylet et f la fréquence du son enregistré. Il est évident que la longueur d'onde, l varie avec la vitesse v et la fréquence f. La vitesse de déplacement, v, est fonction de la position du sillon (périphérique, médiane ou centrale) car, cela est évident, pour une vitesse de rotation constante du disque la longueur de la circonférence d'un sillon varie selon la distance du centre, ce qui équivaut à modifier la vitesse relative de la pointe par rapport au disque. La **figure 6** explique clairement les notions de pente maximale et d'amplitude maximale du sillon.

Ainsi que nous l'avons dit au début, les sillons gravés à la surface du disque sont «lus» successivement par un stylet, ou aiguille, solidaire du dispositif de lecture, ou tête de lecture, appelée communément «pick-up». L'amplitude du sillon détermine la vitesse transversale du stylet et celle-ci est d'importance capitale pour le fonctionnement de nombreux types de têtes de lecture, lesquelles sont sensibles — c'est-à-dire donnent une tension de sortie proportionnelle — à la vitesse de déplacement du stylet.

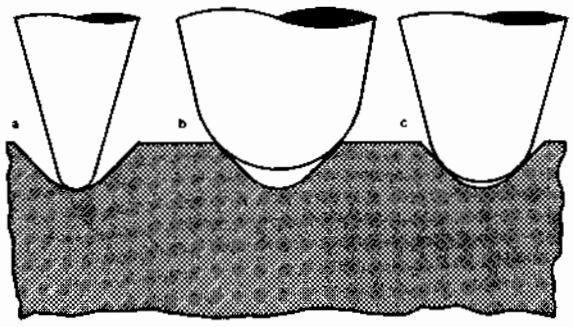


Fig. 10 - Comportement de la pointe par rapport au sillon. A) pointe trop fine; B) pointe trop grosse; C) pointe adéquate.

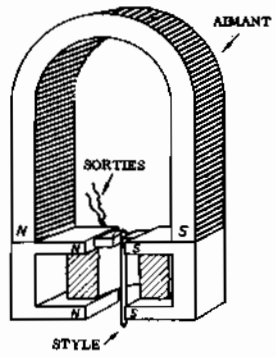


Fig. 11 - Tête de lecture. Elle est semblable à celle d'enregistrement, mais de construction plus simple.

La vitesse **transversale** de l'aiguille est nulle quand le stylet atteint les pointes de la modulation, car à ce moment il est animé du seul meuvement produit par la rotation du disque, et elle est maximale, par contre, sur la ligne médiane du sillon, c'est-à-dire dans la partie où l'inclinaison est la plus grande, où cette vitesse prend la valeur:

$$v_t = 2 \times 6{,}28 \times f\,A$$

dans laquelle f est la fréquence du son enregistré, et A l'amplitude des pointes de modulation du sillon. La valeur efficace de cette vitesse est:

$$v_{t\,eff} = 1{,}41 \times 6{,}28 \times f\,A$$

Par définition, on appelle **niveau d'enregistrement d'un son** la vitesse transversale efficace que prend le stylet pendant la reproduction d'un sillon modulé par un son de fréquence et d'amplitude données. Ce niveau est mesuré en dB. Pour le niveau zéro, on adopte une vitesse transversale efficace de 1 cm/sec à 1 000 Hz.

Ayant ainsi précisé ce qu'on entend par amplitude et par vitesse latérale, il est facile de distinguer la différence entre l'enregistrement à amplitude de modulation constante et l'enregistrement à vitesse de modulation constante.

Les premiers disques gravés directement au moyen d'un stylet solidaire d'un diaphragme capteur de sons étaient du type à **vitesse transversale** (niveau) **constante**. Leur principal inconvénient résidait dans le fait qu'à intensité égale, deux sons de fréquences différentes donnaient des sillons d'amplitude inégale (comme le montre la formule). En pratique, chaque fois que la fréquence doublait, l'amplitude du sillon diminuait de moitié. C'est ainsi qu'aux fréquences basses les sillons étaient trop larges tandis qu'ils étaient trop étroits aux fréquences élevées. Dans le premier cas, pendant la reproduction, la tête de lecture suivait avec difficulté le sillon, car, étant montée à la manière d'un pendule, les déviations latérales produisaient également des oscillations dans le sens vertical. Ceci introduisait des distorsions très importantes. Dans le second cas, un sillon trop faiblement modulé donne lieu à une reproduction affectée d'un fort bruit de fond, car les ondulations de la modulation se confondent avec les irrégularités de la surface du disque.

On pensa alors à utiliser l'enregistrement latéral à **amplitude constante**. Dans ce type de gravure, les sons de fréquences différentes, mais d'intensité sonore égale, donnons des sillons d'amplitude constante. La vitesse transversale (donc le niveau d'enregistrement) est minimale pour les fréquences les plus basses et maximale pour les fréquences élevées. En conséquence, lors de la reproduction il est nécessaire de prévoir un filtre d'égalisation dont la courbe de réponse est complémentaire de celle de l'enregistrement et compense la différence entre les fréquences citées ci-dessus. On a pu arriver à un enregistrement à amplitude constante, principalement grâce aux améliorations apportées dans la qualité des matières employées dans la fabrication des disques, lesquels sont aujourd'hui assez résistants à l'usure, ainsi qu'au perfectionnement des montages électroniques qui permettent actuellement de graver des signaux de très faible niveau avec un rapport signal sur bruit très satisfaisant. La **figure 7** illustre ces deux procédés d'enregistrement.

Les caractéristiques de la gravure à amplitude constante ont été normalisées dans tous les pays. Connue sous le nom de norme RIAA, du nom de l'Association américaine qui l'a proposée, la courbe d'enregistrement normalement adoptée pour la gravure des disques microsillon est représentée sur la **figure 8**. La pente de cette courbe est, cela est évident, de 6 dB par octave.

LA GAMME DES FREQUENCES ENREGISTREES

Les disques actuels microsillon permettent d'obtenir la reproduction fidèle des sons compris entre 30 et 20.000 Hz. Malgré toutes les précautions prises, ils peuvent être affectés d'un léger bruit de fond dû au système mécanique, car il est impossible de réaliser des stylets de lecture toujours géométriquement parfaits, et d'éviter une certaine usure — même minime — du sillon. Si la courbe de réponse de toute la chaine électroacoustique de reproduction est linéaire, ce bruit rési-

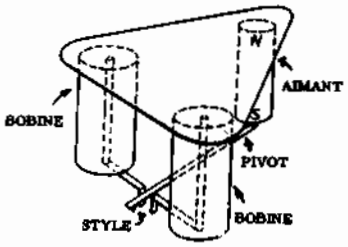


Fig 12 - Schéma de principe de la tête à réluctance variable. On remarquera l'unique aimant et la tige solidaire du stylet qui, en vibrant, induit une tension dans les bobines.

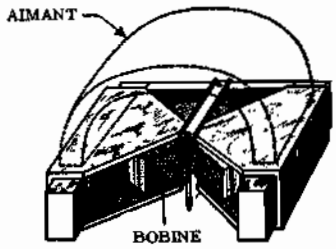


Fig. 12 bis - Autre version de la tête à réluctance variable. Sa sensibilité est légèrement plus grande.

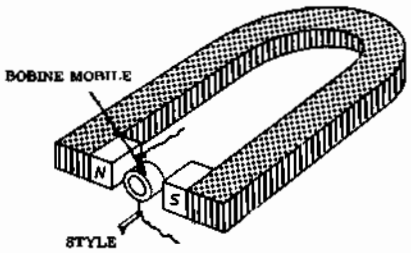


Fig. 13 - Principe du pick-up à bobine mobile. Sauf la membrane, remplacée par le stylet il est semblable au microphone dynamique.

duel n'est pas gênant. Il peut devenir particulièrement désagréable toutefois, si certains éléments de la chaîne ont une résonance qui favorise ce bruit de fond et en accroît son niveau par rapport à celui des sons enregistrés.

Il convient d'ailleurs de distinguer entre le bruit de surface produit par le contact mécanique entre le stylet et le sillon et celui provenant d'autres sources, comme — par exemple — les vibrations du plateau du tourne-disques.

LE SILLON ET LE STYLET

Nous avons donné précédemment les dimensions normalisées d'un sillon normal et d'un microsillon. Le stylet doit pouvoir s'adapter à eux aussi parfaitement que possible, tant pour donner une reproduction exempte de distorsion, que pour réduire au minimum l'usure de la matière constituant le disque (**figures 9 et 10**). Pour réduire l'usure du sillon, il faut s'assurer que la pression du bras de « pick-up », l'inertie au déplacement vertical et horizontal du stylet et du bras et les éventuelles résonances mécaniques, soient toutes comprises dans les limites de sécurité tolérée par la matière constituant le disque.

De toute façon, il est à conseiller d'utiliser un bras qui n'applique sur le disque que la force d'appui strictement nécessaire pour maintenir le stylet dans le sillon, même dans les passages où les sons enregistrés sont très intenses. Le bras devra avoir une faible inertie dans le sens horizontal afin de ne pas faire obstacle au déplacement de la tête de lecture. Cette dernière doit être montée de façon à réduire autant que possible l'erreur tangentielle par rapport à la tangente du sillon au point d'application du stylet, ceci pour éviter les distorsions et une usure importante du sillon. Le stylet doit se présenter dans le sillon d'une façon correcte: comme il ne peut se déplacer que transversalement à l'axe de la tête, il doit être rigoureusement perpendiculaire au rayon du disque.

Le stylet doit être constitué par une matière très dure (acier, saphir ou diamant) pour éviter son usure rapide qui aurait pour effet de détériorer les parois du sillon. La pointe de saphir n'est pas inusable; elle doit être remplacée de temps à autre, généralement après quelques centaines de reproductions.

Une autre cause de détérioration du sillon est la poussière. Avec les disques microsillon en vynile, cet inconvénient est particulièrement à redouter en raison de la facilité avec laquelle cette matière plastique s'électrise. Il est bon de conserver ces disques dans des pochettes de polythène (non de polyvynile ou « cellophane » qui recueillent également la poussière). On doit, en outre, passer sur leur surface un liquide anti-statique, tous les 4 ou 5 mois.

LE « PICK-UP » OU TETE DE LECTURE

La tête de lecture (« pick-up ») est le dispositif qui, actionné par le stylet de lecture, fournit une tension électrique proportionnelle au déplacement mécanique du stylet lui-même.

Cette tête de lecture ,comme tous les autres éléments importants de la chaîne électro-acoustique, doit avoir une bande passante aussi large que possible et doit être exempte de distorsions et de résonances. Ceci peut être obtenu en réalisant un montage très élastique du stylet ainsi qu'en calculant les dimensions des masses de telle sorte que la fréquence de résonance propre des divers éléments soit située en dehors de la bande passante et dans tous les cas, en amortissant ces résonances au moyen d'une pâte gélatineuse spéciale (en général à base de silicones). On peut dire que ce résultat est atteint lorsque, en écoutant directement le « pick-up » (sans qu'il soit branché à l'amplificateur), on ne perçoit aucun son pendant la reproduction d'un disque.

Le poids du « pick-up », tel qu'il est transmis au stylet lecteur, varie en fonction du type de bras adopté pour sa suspension mécanique. Ce poids, ou force d'appui, doit avoir la valeur prescrite par le fabricant pour un fonctionnement linéaire. On fait en sorte que cette pression soit compatible avec les exigences de conservation et d'usure minimales du sillon. En pratique, cette pression est de l'ordre de 30 gr. pour les disques à 78 tours et de 5 à 6 gr. pour les disques microsillon. La pres-

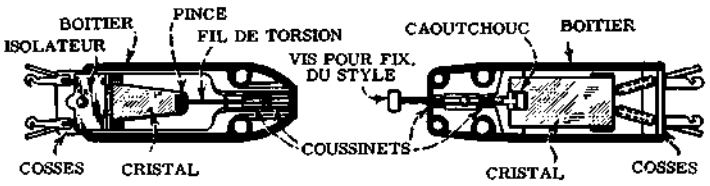


Fig. 14 - Structure interne d'une tête de lecture piézoélectrique. A gauche le modèle à pointe de saphir fixe. A droite le modèle à pointe interchangeable, fixée par vis. Dans les deux types, le cristal est généralement baigné dans un liquide spécial qui le protège de l'humidité.

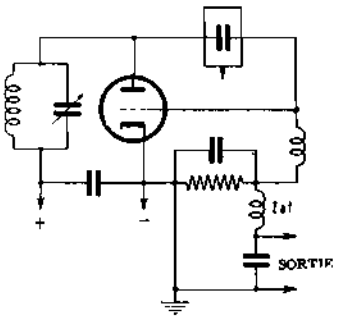


Fig. 15 - Schéma d'utilisation du pick-up électrostatique. Par variation de sa capacité, il modifie la fréquence de l'oscillateur.

sion nécessaire pour maintenir le stylet dans le sillon, même pendant les fortes modulations, est mesurée par le constructeur de la tête de lecture au moyen de la méthode de McProud, qui consiste dans l'utilisation d'un disque 45 tours à forte excentricité (déplacement du trou central de 30 mm le long d'un rayon). Le poids appliqué au « pick-up » est réduit progressivement jusqu'à ce que celui-ci donne des signes d'instabilité mécanique pendant la lecture du sillon et tende à dérailler.

Il est toutefois impossible d'éliminer deux résonances principales: celle du bras (en général inférieure à 100 Hz) et celle de l'armature porte stylet (de l'ordre de quelques milliers de Hz). Ces résonances, outre les distorsions qu'elles introduisent, augmentent l'usure du sillon. Cet inconvénient, aussi étrange que cela paraisse, se manifeste davantage dans les disques microsillon, où la nature physique du matériau adopté pour leur fabrication a la propriété d'abaisser considérablement la fréquence de résonance de l'armature porte stylet l'amenant à une valeur pour laquelle l'oreille humaine est plus sensible. Les « pick-up » piézoélectriques présentent, en outre, une troisième résonance vers 10.000 Hz, qui est celle du cristal.

TYPES DE TETES DE LECTURE

Les divers types actuels peuvent être classés en deux catégories: les têtes donnant une tension de sortie **en fonction de la vitesse transversale** du stylet, donc du niveau d'enregistrement, et les têtes donnant une tension en fonction **de l'amplitude du déplacement** du stylet.

Font partie du premier groupe les têtes de lecture à réluctance variable ou magnétique; appartiennent au second groupe les têtes piézoélectriques et céramiques. Ces dernières, en raison des caractéristiques de l'enregistrement transversal à amplitude constante (universellement adopté de nos jours), ne nécessitent aucun dispositif d'égalisation pour donner une reproduction fidèle. Par contre, les têtes de lecture piézoélectriques ont le défaut — répétons-le — de présenter une résonance entre 10 et 15 kHz, qui doit être atténuée au moyen de filtres RC spéciaux. Les têtes à réluctance variable doivent être suivies d'un préamplificateur égalisateur ayant pour effet de compenser la courbe d'enregistrement RIAA; elles sont de ce fait, d'un montage plus complexe et d'une utilisation moins facile que les têtes céramiques, dont les qualités de reproduction sont excellentes.

—Tête électromagnétique ou à fer mobile - Ce type comporte un aimant permanent sur lequel est enroulée une bobine d'induction (voir **figure 11**). Une tige de fer, disposée dans l'entrefer de l'aimant, est mise en vibration par le stylet de lecture et les variations de flux, ainsi produites, induisent dans la bobine une tension reproduisant fidèlement la modulation gravée dans le sillon. Il en existe deux modèles, à faible ou forte tension de sortie, la première donnant 20 mV et la seconde 100 mV pour la lecture d'un signal gravé à un niveau de +10 dB (3,16 cm/sec).

Etant donné que les reproducteurs modernes doivent pouvoir servir aussi bien à la reproduction des disques normaux, qu'à celle des microsillons, et que le poids d'une tête de lecture magnétique du type ci-dessus ne peut satisfaire aux conditions de légèreté exigées par les disques actuels, le « pick-up » magnétique a été presque complètement abandonné.

Sur un principe analogue fonctionne la tête à réluctance variable, représentée sur la **figure 12**; elle n'est pas très largement répandue car son prix est élevé et son rendement n'est pas très supérieur à celui d'une tête de lecture piézoélectrique d'un poid égal.

—Tête dynamique à bobine mobile - Dans cette tête, la bobine mobile est placée directement entre les pièces polaires d'un aimant permanent; elle est solidaire du porte-stylet et vibre sous l'action de celui-ci. La tension est induite dans l'enroulement lorsque dans son mouvement de translation, il vient couper les lignes de flux magnétique de l'aimant permanent. Ce type de tête de lecture est influencé par les champs magnétiques extérieurs (en particulier par celui du moteur du tourne-disque) et, en outre, en raison de sa très faible impédance, il nécessite l'utilisation d'un

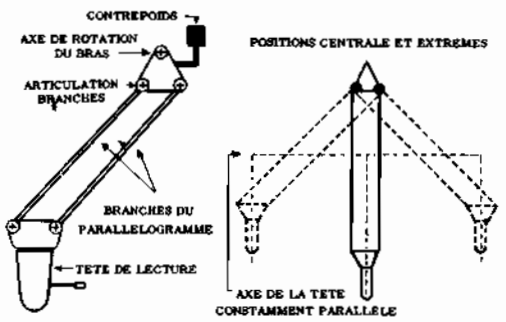


Fig. 16 - Correction de l'erreur tangentielle au moyen d'un bras à parallèlogramme. Il fonctionne à la manière d'un pantographe de dessinateur.

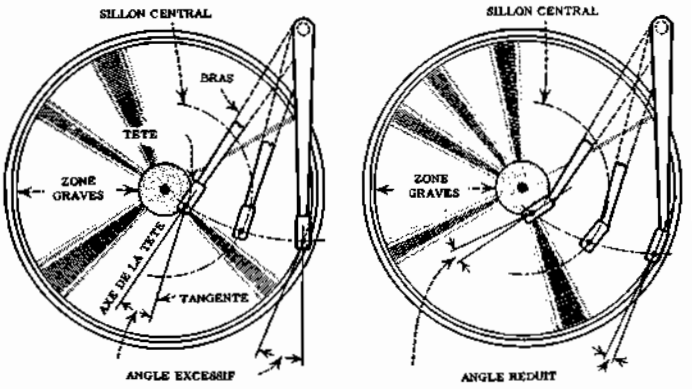


Fig. 17 - Correction de l'erreur tangentielle, erreur de piste, par courbure du bras. A gauche erreur de piste avec bras droit et, à droite, amélioration apportée par l'utilisation d'un bras coudé; l'erreur devient négligeable.

transformateur élévateur de la tension de sortie. Son principe est illustré sur la **figure 13**.

Têtes piézoélectriques et céramiques - Le principe de fonctionnement des têtes piézoélectriques (effet piézoélectrique) a déjà été exposé à propos des microphones. Il suffit de se rappeler qu'elles fournissent une tension de sortie élevée et qu'elles sont sensibles à l'humidité et aux températures élevées. Ces dernières peuvent provoquer des dommages irréparables. Habituellement, ces têtes sont enfermées hermétiquement dans des boîtiers remplis de vaseline siliconée, comme le montre la **figure 14**.

Il existe des têtes piézoélectriques pour usage courant et pour haute fidélité; ces dernières correctement montées donnent une reproduction linéaire dans la gamme comprise entre 25 Hz et 12 kHz.

Dans les têtes céramiques la capsule est constituée de titanate de baryum ce qui les rend beaucoup moins sensibles aux effets de la température et de l'humidité (entre —70 et +70°). C'est une tête de lecture particulièrement intéressante en raison de ses excellentes qualités de reproduction et de l'absence de résonance dans une bande très étendue, allant au delà de 10 kHz.

Autres types de têtes de lecture - Outre ceux mentionnés ci-dessus, il existe d'autres types moins répandus, comme par exemple, le pick-up à variation de tension mécanique, le « pick-up » à ruban et le « pick-up » électrostatique ou à condensateur. Le fonctionnement de ce dernier est en tout point semblable à celui du microphone électrostatique (ou à condensateur) déjà décrit (à part quelques légères modifications mécaniques ayant pour objet d'assurer son fonctionnement au moyen d'un stylet au lieu d'une membrane).

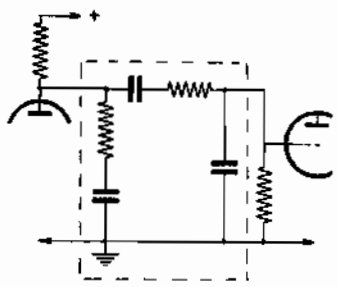
Le « pick-up » à variation de tension mécanique utilise la variation de résistance d'un conducteur soumis à une tension mécanique laquelle peut être celle produite par les vibrations communiquées par le stylet reproducteur. Une tension continue parfaitement filtrée et constante est appliquée à ce « pick-up », et c'est ce courant qui, étant modulé par les vibrations mécaniques imprimées par le stylet, donne lieu à une chute de tension dans le conducteur, qui reproduit fidèlement ces vibrations. Ces « pick-up » ont une basse impédance de sortie et nécessitent le montage d'un filtre égalisateur, car ils fournissent une tension qui est une fonction linéaire de la vitesse latérale. Les têtes de lecture électrostatiques, ou à condensateurs, sont généralement montées dans des oscillateurs du type grille-plaque, et constituent une réactance variable produisant une modulation en fréquence de cet oscillateur. De cette modulation de fréquence on extrait le signal BF au moyen d'un démodulateur. Le niveau de sortie de cette tête est très élevé. La **figure 15** donne l'un des schémas d'uilisation possible.

BRAS DE « PICK-UP » ET ERREUR TANGENTIELLE

Ayant examiné jusqu'ici la constitution des disques, leurs procédés de gravure et les différents systèmes utilisés pour convertir les informations mécaniques contenues dans le sillon en un signal électrique correspondant, il convient maintenant, de considérer l'importance du problème du montage de la tête de lecture sur un bras mobile qui doit permettre l'exploration de toute la surface du disque. Ce problème est généralement résolu en montant la tête de lecture à l'extrémité d'un bras pas très long, monté sur pivot à une de ses extrémités et libre de se mouvoir avec douceur tant dans le plan horizontal que vertical. Avec un montage de ce genre, on ne peut obtenir un parfait parallèlisme (entre l'axe de la tête et la tangente au sillon au point de contact du stylet) que pour les sillons situés dans la partie centrale du disque. Pour les sillons extrêmes (au début et vers la fin), la tête de lecture se trouve être légèrement de biais par rapport au sillon. Ceci se traduit par une distorsion harmonique et une plus grande usure du sillon. Baerwald a démontré que la distorsion par deuxième harmonique produite par l'erreur tangentielle est donnée, en %, par la formule suivante:

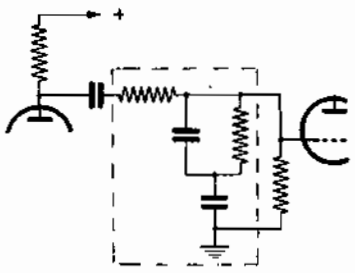
$$\text{Pourcentage harmonique } 2 = \frac{6.28 \cdot fA_a}{V} \cdot 100$$

dans laquelle, A est l'amplitude maximale du sillon modulé, a est l'erreur tangentielle en degrés et V la



A

Fig. 18-A - Circuit d'égalisation placé après une triode, pour le couplage à l'étage suivant.



B

Fig. 18-B - Circuit d'égalisation placé après une pentode. Il diffère du précédent en raison de la résistance interne différente du tube.

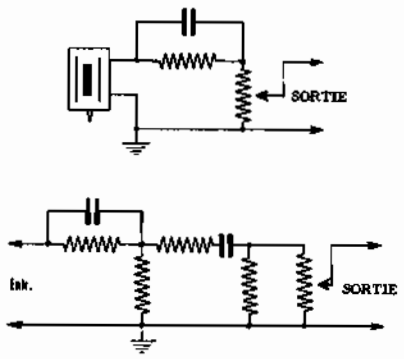


Fig. 19 - Filtre correcteur pour pick-up à cristal: en haut, filtre simple; en bas, filtre plus complet.

vitesse longitudinale du sillon en cm/sec. Cette distorsion est donc proportionnelle à la vitesse transversale maximale, à l'amplitude du sillon et à l'angle formé par l'axe de la tête et la tangente au sillon, tandis qu'elle est inversement proportionnelle à la vitesse de rotation du disque.

Il en résulte que pour une même erreur tangentielle et une même gravure de sillons, cette distorsion est plus importante pour les disques 33 tours que pour les disques 78 tours. Les méthodes modernes d'enregistrement latéral à amplitude constante tendent en partie à réduire cette distorsion. Dans les reproducteurs à haute fidélité, la valeur limite acceptée généralement pour cette distorsion est de 1%.

Les types les plus récents de bras pour têtes de lecture professionnelles permettent de réduire considérablement et même d'annuler cette erreur tangentielle ou « erreur de piste ». Ces bras sont constitués par un parallèlogramme mobile, au moyen duquel la tête de lecture peut conserver la même orientation dans l'espace pour n'importe quelle position du parallèlogramme par rapport à l'axe de fixation. Dans la construction de ce bras spécial, il faut s'assurer qu'aucune résonance mécanique ne peut se produire dans les divers éléments constitutifs du système. Sa construction et son principe de fonctionnement sont représentés sur la **figure 16.**

Dans d'autres modèles de bras, la tête de lecture glisse sur un guide mobile le long d'un bras disposé radialement par rapport au disque. Dans les tourne-disques du commerce qui bien que n'étant pas des modèles professionnels, doivent néanmoins être de bonne qualité le problème à été résolu assez simplement par l'utilisation d'un bras-support légèrement incurvé, ou coudé à son extrémité, ce qui permet de réduire l'erreur de piste dans de très grandes proportions aux positions extrêmes (c'est-à-dire au début et à la fin du disque) et de l'annuler complètement au centre du disque. Le principe en est indiqué sur la **figure 17,** dans laquelle on voit en **A** l'erreur que l'on aurait avec un bras droit, et en **B** l'erreur très faible donnée par un bras coudé.

CIRCUITS CORRECTEURS ET DISQUES D'ESSAI

Le fonctionnement électrique correct de la tête de lecture est obtenu au moyen de circuits correcteurs destinés à compenser les résonances éventuelles et d'assurer une réponse linéaire dans toute la gamme des fréquences enregistrées. Un circuit correcteur type, employé pour obtenir une courbe de réponse complémentaire (c'est-à-dire inverse) de celle de la gravure standard (RIAA) est représenté sur la **figure 18.**

Il peut être utilisé avec toutes les têtes dont la tension de sortie est fonction de la vitesse transversale du stylet. Dans le cas de « pick-up » sensible aux variations d'amplitude nous savons que ces filtres correcteurs sont généralement inutiles, à moins que, ce qui est le cas des têtes piézoélectriques, on doive éliminer certaines résonances. La **figure 19** représente, à titre d'exemple, un égalisateur pour « pick-up » piézoélectrique.

Les disques d'essai enregistrés avec des signaux dont la fréquence et le niveau sont connus avec précision, permettent de s'assurer du bon fonctionnement des têtes de lecture et du filtre correcteur.

On trouve divers modèles de disques d'essai et chacun se différencie des autres par les valeurs des fréquences et des niveaux enregistrés. Les types les plus répandus sont les RCA 12-5-19, 12-5-25 et 12-5-31 respectivement pour les disques 78, 33 et 45 tours. Un autre disque test universellement employé est le Decca LXT 2695 à 33 tours dont nous donnons ci-dessous le tableau des fréquences et des niveaux enregistrés.

FREQUENCES	NIVEAUX	FREQUENCES	NIVEAUX
15 kHz	+ 12,5 dB	5 kHz	+ 5,9 dB
14 kHz	+ 13,1 dB	4 kHz	+ 4,6 dB
13 kHz	+ 12,9 dB	3 kHz	+ 3,6 dB
12 Hz	+ 12,0 dB	2 kHz	+ 1,9 dB
11 kHz	+ 11,5 dB	1 kHz	0 dB
10 kHz	+ 10,5 dB	500 Hz	— 2,3 dB
9 kHz	+ 10,1 dB	250 Hz	— 6,6 dB
8 kHz	+ 9,2 dB	125 Hz	— 9,0 dB
7 kHz	+ 8,5 dB	60 Hz	— 11,7 dB
6 kHz	+ 7,3 dB	40 Hz	— 13,9 dB

Leçon n° 87

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 85 et 86

N. 1 — A quel montage à tube peut-on comparer le montage à transistor à émetteur à la masse (émetteur commun)?

N. 2 — Du point de vue de la structure moléculaire du cristal, à quel transistor à jonctions peut-on comparer un transistor à pointes de contact ayant une base du type **p** ?

N. 3 — Pourquoi la variation de courant qui se manifeste dans le circuit de collecteur d'un transistor à pointes de contact peut-elle être plus grande que celle se produisant dans le circuit de l'émetteur ?

N. 4 — Quelle est la constitution d'un transistor tétrode?

N. 5 — Pour quelle raison doit-on considérer un transistor comme amplificateur de courant plutôt que de tension ?

N. 6 — Pour quelle raison les capacités de couplage et de découplage d'un montage à transistors du type $R_{\tau}C$ doivent-elles être beaucoup plus fortes que dans un montage à tube équivalent ?

N. 7 — Dans quel but utilise-t-on une contre-réaction — ou réaction négative — dans les montages à transistors?

N. 8 — Quels sont les principaux cas dans lesquels dans les amplificateurs à transistors, préfère-t-on utiliser le couplage par transformateur?

N. 9 — Pourquoi, lorsqu'on soude un transistor, doit-on toujours employer une pince ayant une certaine masse?

N. 10 — Pour quelle raison après avoir réparé un appareil à transistors, doit-on le soumettre pendant un certain temps, à une température plus élevée que la normale ?

N. 11 — Préciser les caractéristique des trois montages fondamentaux à transistors.

N. 12 — Quel doit être le rapport de transformation des transformateurs de couplage pour transistors ? Pour quelle raison ?

N. 13 — Pourquoi, lorsqu'on met en série avec l'émetteur une résistance de valeur convenable, le transistor devient-il moins sensible aux variations de la temperature ?

N. 14 — Pourquoi, dans les récepteurs, les transformateurs MF ont souvent, seulement leur primaire accordé ?

N. 15 — Combien de transistors faut-il pour réaliser un étage convertisseur de fréquence ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 667

N. 1 — C'est l'électron extérieur qui permet à un atome de s'unir à un atome voisin.
N. 2 — C'est un corps qui offre une certaine résistance au courant plus fort dans un sens que dans l'autre.
N. 3 — Les courants négatifs sont constitués par des électrons en mouvement; les courants positifs par le déplacement des lacunes laissées par les électrons.
N. 4 — Un semiconducteur est de type **n** quand il contient un excès d'électrons libres et du type **p** lorsqu'il en est en partie privé.
N. 5 — Deux: à jonction et à pointe de contact.
N. 6 — La diode à cristal est de dimensions plus réduites et elle ne dissipe aucune énergie à vide puisqu'elle n'a pas de filament. Par contre, le rapport de la résistance inverse à la résistance directe est plus petit que dans une diode à tube.
N. 7 — La tension appliquée avec une polarité telle que le courant doit circuler dans le sens de la plus forte résistance.
N. 8 — Comme un isolant.
N. 9 — Tous deux deviennent semiconducteurs, du type p ou n, selon la nature chimique des impuretés ajoutées.
N. 10 — Dans une diode à jonction on a deux types différents de semiconducteurs, l'un de type **n** et l'autre de type **p**, en contact entre-eux. Dans le type à pointes de contact, une électrode est en contact avec un seul genre de semiconducteur; le second se forme autour de la pointe de contact pendant le processus de fabrication de la diode.
N. 11 — Par la présence de trois zones dans le cristal donc, de jonctions successives et par les trois électrodes en contact avec ces zones .
N. 12 — L'émetteur peut être comparé à la cathode d'un tube, la base à la grille et le collecteur à la plaque.
N. 13 — Deux types principaux: à jonction et à pointes de contact. Chacun d'eux se subdivise, à son tour, en transistors p-n-p et n-p-n.
N. 14 — Dans les transistors n-p-n, le courant circulant dans le collecteur est formé par des électrons, tout comme dans un tube. La polarité est également analogue à celle des tubes, en ce sens que l'émetteur (cathode) est relié au pôle négatif et le collecteur (plaque) au pôle positif. Dans les transistors p-n-p, le courant est constitué essentiellement par des lacunes et les polarités sont inversées.
N. 15 — Comme dans une diode, dans le transistor à jonction on distingue trois zones distinctes. Dans les transistors à pointes de contact, le cristal est unique (type n ou p) et les régions, respectivement p ou n, sont formées pendant la fabrication.
N. 16 — En faisant varier la polarisation de la base.
N. 17 — Par le fait que les variations de tension de la base déterminent des variations du courant de l'émetteur et du collecteur presque égales malgré la grande différence de résistance des deux circuits.
N. 18 — Par la présence d'une seconde électrode en contact avec la base qui, si elle est convenablement polarisée, limite la surface active et réduit la capacité interne.
N. 19 — C'est la fréquence pour laquelle le facteur «alfa» se réduit à 70,7% de sa valeur à 1 000 Hz (-3 dB).
N. 20 — Le phénomène qui fait que si on augmente la tension directe au delà d'une certaine valeur, le courant diminue au lieu d'augmenter.

CARACTERISTIQUES DES SEMICONDUCTEURS PRODUITS PAR "LA RADIOTECHNIQUE„

Dans les pages successives de cette leçon, nous reporterons, sous forme de tableaux, les données principales et caractéristiques de l'emploi des semiconducteurs produits par « La Radiotechnique ». Ces données se réfèrent aux diodes et aux transistors destinés à l'équipement des radiorécepteurs, téléviseurs et amplificateurs de Basse Fréquence, ainsi que des circuits calculateurs, logiques et de commutation.

Actuellement, les semiconducteurs produits par « La Radiotechnique » servent à deux usages différents:

a) pour récepteurs radio et TV, amplificateurs, enregistreurs;

b) pour appareils professionnels.

Pour bien comprendre le nouveau système de dénomination des diodes et des transistors, il est opportun de rappeler brièvement le système adopté précédemment et qui entre autre, est encore valable pour les anciens types.

Signification des sigles non employés: selon cette dénomination:

I — La première lettre apparaissant dans le sigle est toujours O (par exemple, OA 70 diode, OC 70 transistor).

II — La deuxième lettre est:

1) A s'il s'agit d'une diode (OA 70);

2) C s'il s'agit d'un transistor (OC 70);

3) R s'il s'agit d'une photorésistance ORP 30).

III — La troisième lettre est:

1) P s'il s'agit d'un photoélément (OAP 12, OCP 71);

2) Z s'il s'agit d'une diode Zener (OAZ 210).

IV — Le nombre qui suit ces lettres indique des exécutions particulières (OA 70, OA 95, OC 70, CC 72).

Signification des nouveaux sigles: les nouveaux sigles sont, sans aucun doute, plus efficaces étant donné qu'ils arrivent à fournir par eux-mêmes, les caractéristiques essentielles de l'élément semiconducteur en question. Se basant sur le nouveau code, tous les semiconducteurs sont divisés en 2 grandes catégories, c'est-à-dire:

1) pour radio-TV, amplificateurs;

2) pour usages professionnels.

I) tous les types de semiconducteurs (diodes ou transistors) destinés à être employés dans les radio récepteurs, dans les téléviseurs, dans les amplificateurs et dans les enregistreurs sont reconnus par le sigle composé de 2 lettres suivies de 3 chiffres (par exemple, BA 100, AF 102).

II) Tous les types de semiconducteurs (diodes et transistors) destinés aux appareils professionels, sont reconnus par un sigle formé de 3 lettres et de 2 chiffres (par exemple, AAZ 12, BCZ 12).

Signification des lettres: La *première lettre* indique la matière avec laquelle a été fabriqué le semiconducteur.

A = germanium (par exemple, AAZ 12; diode au germanium pour usages professionnels; AC 107, transistors au germanium).

B = silicium (par exemple, BA 100, diode au silicium; BZ 11, transistor au silicium pour usages professionnels).

La *deuxième lettre* indique la nature et l'emploi du semiconducteur.

A = diodes, les « varicaps » inclus (par exemple, AAZ 12, BA 102).

C = transistors pour usages en Basse Fréquence (par exemple, AC 107, BCZ 11).

D = transistors de puissance pour usages en Basse Fréquence (par exemple, ADZ 11).

E = diodes « tunnel » ou de Esaki.

F = transistors pour Haute Fréquence (par exemple: AF 102, AF 114, AFZ 12).

L = transistors de puissance pour Haute Fréquence.

P = photosemiconducteurs.

S = transistors pour circuits de commutation (par exemple, ASZ 15).

T = thyristor, diodes dt Shockley, redresseurs contrôlés (par exemple, AUY 10).

Y = diodes de puissance (par exemple, BY 100, BYZ 14).

Z = diodes Zener (par exemple, BZZ 10).

Nombre de série. Pour les semiconducteurs employés le nombre de série consiste en une troisième lettre suivie de 2 chiffres: A 100... A 99... etc. jusqu'à Z 10.. Z 99..., ou bien Y 10... (par exemple, ASZ 11, BCZ 11, AUY 10).

On remarque que ces nouveaux sigles indiquant les types différents de semiconducteurs sont adoptés seulement pour les types de nouvelle production tandis que pour les anciens types les sigles connus sont encore en vigueur.

Dans les tableaux suivants les types marqués par un point noir sont ceux destinés aux applications industrielles.

TABLEAU 81 - CARACTERISTIQUES DES SEMICONDUCTEURS PRODUITS PAR "La Radiotechnique"

TRANSISTORS POUR RADIO

(GERMANIUM ET SILICIUM)

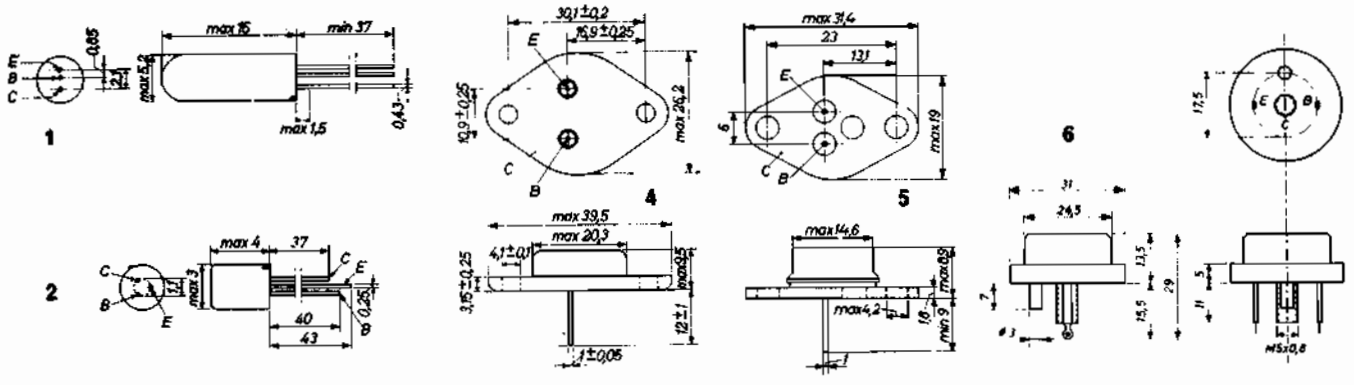
AUDIO FRÉQUENCES

TYPE	PNP	NPN	TECHNOLOGIE	VALEURS A NE PAS DÉPASSER (Limites absolues) V_{CB} max (V)	V_{CE} max (V)	I_C max (mA)	P_C à 25°C T_{PB} (mW)	T_J max (°C)	CARACTÉRISTIQUES A 25° C GAIN h_{21E}	I_C	$f_{H\,21e}$ (MHz)	Cotes d'encombrement (voir fig.)	APPLICATIONS
AC 107	●		A	15	5	5	80	75	60	0,3 mA	> 2	1	Préampli AF faible bruit
AC 125	●		A	32	10	100	550	75	130	2 mA	1,7 (1)	7	Préampli AF
AC 126	●		A	32	10	100	550	75	220	2 mA	2,3 (1)	7	Préampli AF grand gain
AC 127		●	A	32	10	300	590	90	120	20 mA	2,5 (1)	7	Sortie AF complémentaire AC 132
AC 128	●		A	32	10	1000 (2)	1300	90	90	300 mA	1,5 (1)	7	Sortie AF
AC 132	●		A	32	10	200	1000	75	135	20 mA	2 (1)	7	Sortie AF complémentaire AC 127
AC 172		●	A	32	10	300	590	90	120	2 mA	2,5 (1)	7	Préampli AF faible bruit
• AC 176		●	A	32	10	1000	1300	90	90	300 mA	1,5 (1)	7	Sortie AF complémentaire AC 128
AD 139	●		A	32	10	3000 (2)	16000	90	> 30	1 A	0,25	5	Sortie AF de puissance
AD 149	●		A	50	20	3500	22500	100	> 30	1 A	0,50	4	Sortie AF de puissance
• AD 161		●	A	32	10	2000	6000	90	> 90	0,75 A	1,5 (1)	5	Sortie AF complémentaire AD 162
• AD 162	●		A	32	10	2000	6000	90	> 90	0,75 A	1,5 (1)	5	Sortie AF complémentaire AD 161
ADZ 11	●		A	50	30	15000	80000	90	> 15	15 A	> 0,1	6	Puissance AF
OC 57	●		A	7	7	5	10	55	35	0,25 mA	> 0,2	2	Ampli AF miniature
OC 58	●		A	7	7	5	10	55	55	0,25 mA	> 0,3	2	Ampli AF miniature
OC 59	●		A	7	7	5	10	55	80	0,25 mA	> 0,5	2	Ampli AF miniature
OC 60	●		A	7	7	5	10	55	> 60	3 mA	> 0,6	2	Ampli AF miniature
• BC 107	SILICIUM	●	P	32	5	50	300	175°	> 115	2 mA	> 150	9	Préampli AF faible bruit
• BC 111		●	P	25	4	50	100	175	> 80	10 mA	> 50	8	Ampli AF micro-miniature
• BC 112		●	P	20	3	50	30	125°	> 60	0,2 mA	> 50	—	Ampli AF micro-miniature

RADIO FRÉQUENCES

TYPE	PNP	NPN	TECHNOLOGIE	VALEURS A NE PAS DÉPASSER (Limites absolues) V_{CB} max (V)	V_{CE} max (V)	I_C max (mA)	P_C à 25°C T_{PB} (mW)	T_J max °C	CARACTÉRISTIQUES A 25° C h_{21E}	C_{22e} (pF)	f_t (MHz)	Cotes d'encombrement (voir fig.)	APPLICATIONS
AF 114	●		AD	32		10	83	75	150	2,5 (3)	75	10	Ampli RF. FM
AF 115	●		AD	32		10	83	75	150	2,5 (3)	75	10	Ampli oscillateur RF. AM-FM
AF 116	●		AD	32		10	83	75	150	3,5	75	10	Ampli oscillateur RF. AM - FI-FM
AF 117	●		AD	32		10	83	75	150	4	75	10	Ampli oscillateur et FI-AM
AF 124	●		AD	32		10	65	75	150	2,5 (3)	75	9b	Ampli RF. FM.
AF 125	●		AD	32		10	65	75	150	2,5 (3)	75	9b	Ampli oscillateur RF. AM-FM
AF 126	●		AD	32		10	65	75	150	3,5	75	9b	Ampli oscillateur RF. AM - FI-FM
AF 127	●		AD	32		10	65	75	150	4	75	9b	Ampli oscillateur et FI-AM
AF 185	●		AD	32		10	145	90	> 40	3,5		11	Étages d'entrée RF-AM
BF 115	SI.	●	P	50	SILICIUM	30	145	175	> 50	1,5	230	9b	Ampli oscillateur AM-FM

● Nouveau type (1) Fréquence f_t, à laquelle $h_{21e} = 1$ (2) Courant de crête (3) Collecteur au boîtier (4) C_{22b} BF 115 = SILICIUM



TRANSISTORS POUR TÉLÉVISION

TYPE	PNP	NPN	TECHNOLOGIE	VALEURS A NE PAS DÉPASSER (Limites absolues)					CARACTÉRISTIQUES A 25° C			Cotes d'encombrement (voir fig.)	APPLICATIONS
				V_{CB} max (V)	V_{EB} max (V)	I_C max (mA)	P_C à 25°C T_{FB} (mW)	T_j max C	h_{21E}	C_{22b} (pF)	f_t (MHz)		
AC 130	●		A	20	20	100	145	90	> 25	10	> 2	7	Symétrique - Comparateurs
AF 102	●		AD	25		10	83	75	> 20	1,8	180	10	Oscillateur Convertisseur VHF
AF 118	●		AD	70		30	400	75	200	1,8	175	10	Sortie ampli vidéo
AF 121	●		AD	25		10	110	75	> 30	1,6 (1)	200	9a	Ampli FI
AF 139	●		M	20		8	50	90	> 30	0,25 (1)		9	Tuners UHF
AF 178	●		AD	25		10	125	75	> 20	1,8	180	11	Oscillateur Convertisseur VHF
AF 179	●		AD	25		10	155	75	> 30	1,6 (1)	200	11	Ampli FI
AF 180	●		AD	25		20	155	75	> 25	3	180	11	Ampli VHF à Commande de gain
AF 181	●		AD	30		20	155	75	> 20	3 (1)	200	11	Ampli FI à commande de gain
AF 186	●		AD	25		15	100	75	> 20	1,8		9a(2)	Tuners UHF
AU 103	●		AD	155		10 A	32 W	90	> 16 (3)			4	Balayage horizontal
BF 109	SILICIUM	●	M	135	2	40	2,5 W	175	> 20	< 4	> 80	11(1)	Sortie Vidéo
● BF 115	SILICIUM	●	P	50		30	145 (5)	175	> 50	1,5	230	9b	Oscillateur Convertisseur VHF
● BF 167	SILICIUM	●	P	30		25	145 (5)	175		0,15 (6)		9b	Ampli FI à commande de gain
● BF 168	SILICIUM	●	P	45		25	200 (5)	175		0,35 (6)		9b	Ampli FI

● Nouveau type — (1) C_{22e} — (2) Connexions EBCS — (3) à I_B = 10 A — (4) Collecteur au boitier — (5) 25 °C T_{AMB} — (6) C_{12e}

APPLICATIONS RECOMMANDÉES

RADIO

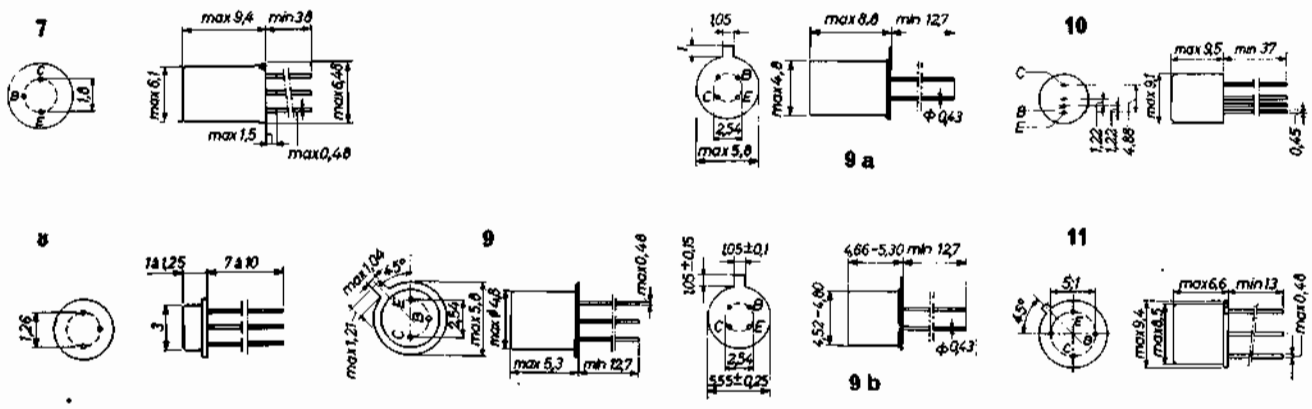
Étages RF	FM	AF 114 - AF 124 - AF 102	Étages d'entrée RF	
	AM	AF 115 - AF 125	AM Auto Radio	... ... BF 115 - AF 185
Oscillateur Mélangeurs	FM	AF 115 - AF 125	Préamplificateurs et attaque audio-fréquences	AC 125 - AC 126
	AM	26 MHz AF 115/AF 125 16 MHz AF 116/AF 126 10 MHz AF 117/AF 127	Push pull classe B	2xAC 132 - 2xAC 128
FI	FM	BF 115 - AF 116/AF 126	Push pull complémentaires PNP-NPN	AC 127/AC 132 AC 127/AC 128 AC 176/AC 128 AD 161/AD 162
	AM	AF 117/AF 127		

TÉLÉVISION

UHF	AF 139 - AF 186	FI non commandée	BF 168 - AF 179
VHF commandée	AF 180	Vidéo	BF 109
VHF non commandée	AF 178	Blocking	AC 128
FI commandée	BF 167 - AF 181	Comparateurs	AC 130

TECHNOLOGIE

A : Alliage M : Mesa AD : Alliage diffusion P : Planar



DIODES ET REDRESSEURS

POUR RADIO ET T.V.

DIODES A POINTE — GERMANIUM

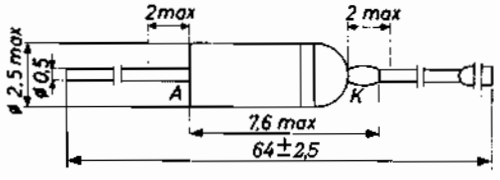
TYPE	VALEURS A NE PAS DÉPASSER (Limites absolues)			CARACTÉRISTIQUES A 25 °C			Cotes d'encombrement (voir fig.)	APPLICATIONS
	V_R max (V)	I_F max (mA)	I_F accidentel (Is) (mA)	V_F à I_F = 10 mA (V)	I_R (µA)	à V_R (V)		
AA 119	30	35	200	1,5	35	30	1	Miniature - Détection radio
OA 70	15	50	400	1	60	15	2	Détection radio et vidéo
OA 79	30	35	200	1,50	60	30	2	Détection radio
2 OA 79								Détecteurs de rapport
OA 81	90	50	500	1,40	75	100	2	Détection radio
OA 85	90	50	500	1,15	75	100	2	Détection radio
OA 90	20	8	200	1	90	20	1	Miniature — Détection radio et vidéo
OA 91	90	50	500	1,2	75	100	1	Détection radio - Usages généraux
OA 95	90	50	500	1	80	100	1	Miniature — Détection radio

DIODES A JONCTION — SILICIUM

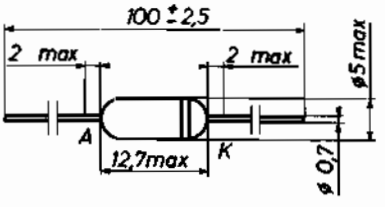
TYPE	VALEURS A NE PAS DÉPASSER (Limites absolues)			CARACTÉRISTIQUES A 25 °C			Cotes d'encombrement (Voir fig.)	APPLICATIONS
	V_R max (V)	I_F max (mA)	I_F accidentel (Is) (mA)	V_F à I_F = 10 mA (V)	I_R (µA)	à V_R (V)		
BA 100	60	90	200	0,75	10	60 (2)	1	Miniature — Usages généraux
				V_F à I_F = 0,2 mA > 0,5 V				
BA 114		20		V_F à I_F = 3 mA < 0,8 V			1	Stabilisation de push pull

DIODES A VARIATION DE CAPACITÉ — SILICIUM

TYPE	VALEURS A NE PAS DÉPASSER (Limites absolues)			CARACTÉRISTIQUES A 25 °C			Cotes d'encombrement (Voir fig.)	APPLICATIONS
	V_R max (V)	I_F max (mA)	I_F accidentel (Is) (mA)	V_F à I_F = 10 mA (V)	I_R (µA)	à V_R (V)		
BA 102	20	C (à-V_R = 4v) = 30 pF			5	20 (3)	1	Variation de capacité VHF
BA 109	20	C (à-V_R = 4v) = 30 pF			5	20 (3)	1	Variation de capacité UHF



1

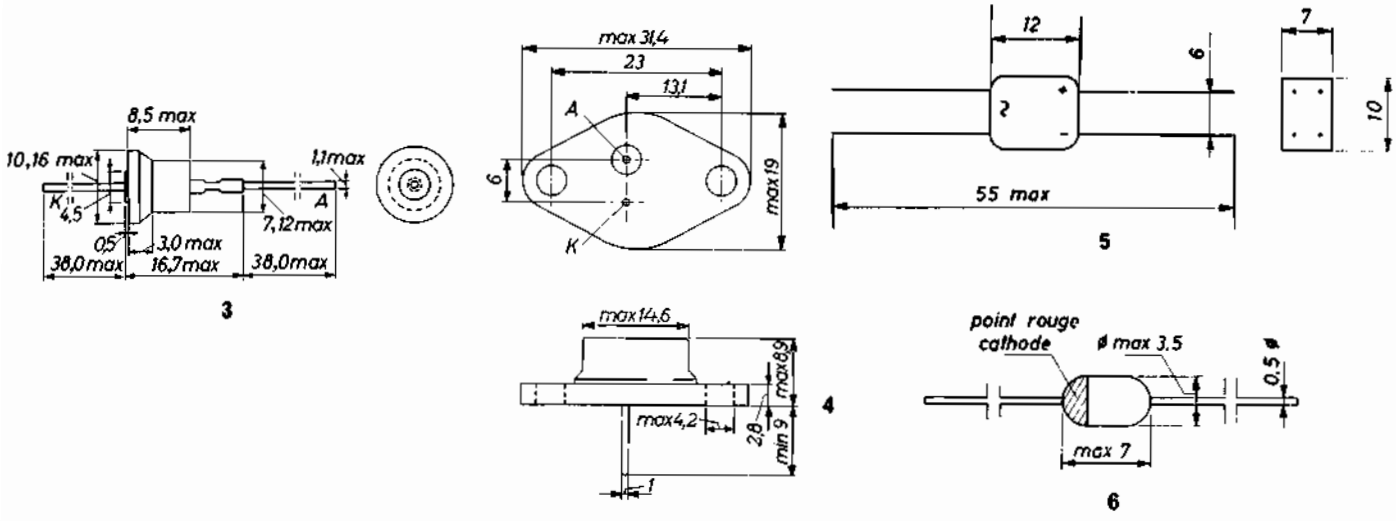


2

REDRESSEURS — SILICIUM

TYPE	VALEURS A NE PAS DÉPASSER (Limites absolues)			CARACTÉRISTIQUES A 25 °C			Cotes d'encombrement (Voir fig.)	APPLICATIONS
	V_R max (V)	I_F max (mA)	I_F accidentel (Is) (mA)	V_F à I_F = 10 mA (V)	I_R (µA)	à V_R (V)		
BY 100S	800 ( )	0,45 A	1250	0,9 (6)	15	800 (1)	3	Redresseur TV — 250 V
BY 114	450 (7)	0,45 A	650	0,9 (6)	15	450 (1)	3	Redresseur TV — 127 V
● BY 118	300	5 A	—	1,2 (7)	100	300	4	Récupération TV
● BY 122	60	0,8 A	120	3,4 (7)	20	60	5	Ensemble redresseur en pont
● BYX 10	800 ( )	0,20 A	1600	1,6 (8)	1	1600	6	Récupération TV

● Nouveau type (1) Pour I_F 2A (2) Ta = 60° C (3) Ta = 80° C (4) Ta = 125° C (5) Valeurs de crête (6) Pour I_F = 1A
7) Pour I_F = 14A (8) Pour I_F = 3A (9) Pour I_F = 1,5A



NOTES GENERALES SUR L'EMPLOI DES SEMICONDUCTEURS

Grâce à la simplicité de leur structure, les transistors présentent une longue durée de fonctionnement, telle qu'elle peut être considérée pratiquement comme indéfinie. Cela fut tout de suite l'opinion générale au début de leur production. Les données de fait, aujourd'hui disponibles, font que cette affirmation peut être considérée en grande partie exacte.

Les causes les plus communes de détérioration sont rarement spontanées et lorsqu'elles se manifestent, cela arrive après une période de temps relativement longue, c'est-à-dire égale à plusieurs milliers d'heures de fonctionnement. Les causes non spontanées peuvent, par contre, être dues — par exemple — à l'augmentation graduelle du courant de saturation (égal au courant du collecteur lorsque le courant de base est nul).

Si, d'une part, les circuits à autopolarisation et ceux à polarisation fixe éliminent en partie cet inconvénient, d'autre part des mesures similaires présentent un désavantage soit pour le rendement soit pour l'amplification. Dans un circuit d'amplification, la polarisation de la base diminue la possibilité d'amplification et, en outre, au fur et à mesure qu'on s'approche de la limite de polarisation automatique, on a une remarquable augmentation de la distorsion.

Une autre source de détérioration des transistors est la haute température. En augmentant celle-ci, le courant statique augmente déterminant une augmentation de l'effet thermique sur la jonction du collecteur. Cela augmente à son tour le courant statique naturel du transistor: ainsi le courant circulant atteint progressivement une valeur telle, qu'il amène pratiquement la destruction du transistor.

Afin d'éviter ces inconvénients, on emploie souvent une résistance de valeur relativement basse en série avec l'émetteur; cette résistance a une fonction analogue à celle de la résistance cathodique dans les lampes, et limite l'intensité du courant à une valeur de sûreté.

Bien que les transistors ne nécessitent pas un fonctionnement sous vide, ils doivent être toutefois hermétiquement scellés. La présence de vapeur d'eau contaminerait immédiatement une jonction mal protégée; on a vu que le courant de saturation peut atteindre une valeur 100 fois plus grande que celle normale (valeur que l'on a en présence d'air absolument sec) si le taux d'humidité ambiante augmente de 50%.

Les semiconducteurs possèdent, en général, une capacité thermique plus ou moins basse et peuvent même être facilement endommagés par des surcharges de brève durée. Il est donc nécessaire de contrôler les liaisons et les polarités des tensions avant de fermer l'interrupteur d'alimentation.

Les différentes composantes du circuit et les éléments semiconducteurs même ne doivent pas être insérés ou débranchés lorsque l'alimentation est branchée. Cela pour éviter que se vérifient des dangereux phénomènes transitoires (par exemple, la décharge d'un condensateur) qui pourraient endommager les éléments mêmes.

Il est nécessaire en outre, pendant le montage et la mise au point du circuit, de prendre des précautions spéciales. Par exemple, un court-circuit accidentel, entre la base du transistor et la source d'alimentation, peut provoquer la circulation d'un courant de collecteur tel qu'il compromet irrémédiablement le fonctionnement du transistor.

L'élément semiconducteur peut être quelque fois endommagé, si pour souder une borne à la mase, on emploie un soudeur électrique qui ne soit pas lui-même lié à la masse.

L'isolement entre le réchauffeur et la pointe soudeuse n'est pas, en effet, suffisant pour éviter que l'élément soit endommagé par un éventuel courant circulant en lui. Il est, en outre, important d'assurer (pour les diodes et les transistors de puissance) un contact étroit entre le boitier métallique et le radiateur, afin de garantir une dissipation de chaleur suffisante.

Leçon n° 88

L'ENREGISTREMENT MAGNETIQUE

Les principes de l'enregistrement magnétique ont été découverts vers la fin du siècle dernier par le physicien danois Poulsen. Bien qu'antérieure à l'invention du phonographe, cette découverte est restée à peu près ignorée pendant très longtemps, jusqu'à ce que l'utilisation courante du tube électronique ait permis d'obtenir une amplification importante des signaux très faibles qui étaient enregistrés, sous forme de variations magnétiques, sur un fil d'acier de faible diamètre.

La mauvaise qualité de reproduction fournie par les premiers enregistreurs magnétiques, ainsi que leur coût élevé, ont constitué pendant longtemps un autre obstacle important à la diffusion de ce procédé, qui était considéré davantage comme une curiosité que comme un moyen pratique. A la suite des énormes progrès de l'électronique, on est parvenu à construire des appareils, permettant l'enregistrement magnétique des sons, qui sont nettement supérieurs aux procédés d'enregistrement sur disques.

Avant d'entrer dans le détail des techniques de base de l'enregistrement magnétique, il convient d'étudier les propriétés magnétiques de quelques substances et de développer ce que nous avons déjà dit à ce propos précédemment.

LES CORPS FERROMAGNETIQUES

Introduisons un corps dans un champ d'induction magnétique; selon sa nature, son comportement sera différent en effet:

a) Les substances «diamagnétiques» provoqueront une faible déviation des lignes d'induction vers l'extérieur (figure **1-A**). Elles sont repoussées par le champ vers les régions où celui-ci est le plus faible. Elles ne présentant pas d'hystérésis.

b) Les corps «paramagnétiques» provoqueront, au contraire, une faible déviation en sens inverse, c'est-à-dire vers eux (figure 1-**B**). Ils sont attirés vers les régions où le champ a la plus forte valeur. Ils ne presentent pas d'hystérésis.

c) Les corps «ferromagnétiques», qui sont ceux qui présentent le plus grand intérêt pratique dans cette étude, produiront une forte déviation des lignes d'induction du champ magnétique qui se concentre vers eux (**figure 2**). Ils sont attirés avec force vers les régions où le champ est le plus intense. Ils présentent le phénomène d'hystérésis; leur perméabilité est très grande.

Les substances ferromagnétiques peuvent se subdiviser en deux catégories: les corps ferromagnétiques **doux** et les corps ferromagnétiques **durs**. Dans les premiers, l'animation induite par un champ d'induction magnétique externe disparait quand celui-ci cesse. Les substances ferromagnétiques «dures» se comportent d'une manière très différente, que nous allons étudier ci-dessous.

Supposons que nous introduisions un tel corps dans une bobine parcourue par un courant dont on peut régler manuellement l'intensité. Les lignes d'induction vont se concentrer dans ce corps d'autant plus fortement que les propriétés magnétiques de cette substance sont plus marquées. En termes scientifiques usuels, on dit que la densité du flux magnétique augmente avec l'augmentation de la perméabilité magnétique du corps examiné.

Maintenant, faisons varier l'intensité du courant passant dans la bobine de manière que l'excitation magnétique qu'elle produit varie linéairement de 0 à une valeur +H. Dans un tel cas, l'aimantation induite dans le corps varie suivant la ligne en trait discontinu (**figure 3**). On remarquera que la variation de l'induction magnétique B nest pas linéaire et qu'en outre, au delà d'une certaine valeur de H, B n'augmente plus (en effet, la ligne en trait discontinu a tendance à devenir parallèle à l'axe des abscisses).

Si nous diminuons maintenant l'intensité du courant passant dans la bobine de telle sorte que l'excitation magnétique varie linéairement de +H à 0, on devrait s'attendre à trouver une diminution de la valeur de B suivant, en sens inverse, la ligne en trait discontinu parcourue précédemment. Il n'en est rien, on constate en effet que, pour les substances ferromagnétiques «dures», B diminue plus lentement que prévu et suit la ligne passant par le point de **magnétisme rémanent** ou **aimantation rémanente**. En d'autres termes, quand le champ inducteur H s'annule, le champ induit B garde une valeur permanente Br. Ceci est le phénomène que l'on désigne sous le nom de **persistance magnétique** et qui est fondamental en ce qui concerne l'enregistrement magnétique.

Si nous augmentons H dans le sens inverse, jusqu'à la valeur —H, B continue à diminuer jusqu'à la valeur critique —Hc (force coercitive), après quoi il change de sens et augmente en sens inverse. Dans ce cas également, passé une certaine valeur —H, B n'augmente plus. Maintenant, si nous fermons le cycle en augmentant

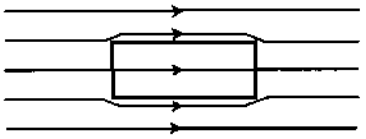


Fig. 1-A - Déviation vers l'extérieur des lignes d'induction magnétique, provoquée par la présence d'une substance diamagnétique, c'est-à-dire réfractaire à l'énergie magnétique.

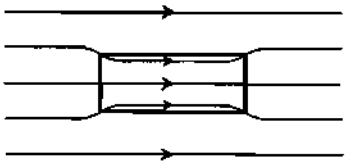


Fig. 1-B - Faible déviation vers l'intérieur des lignes d'induction magnétique, provoquée par la présence d'un corps paramagnétique.

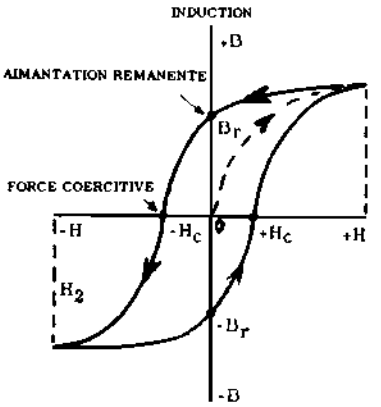


Fig. 3 - Cycle d'hystérésis pendant l'aimantation et la désaimantation. Sur l'axe horizontal sont portées les valeurs de l'excitation magnétique (H), et sur l'axe vertical l'intensité de l'aimantation (induction magnétique B).

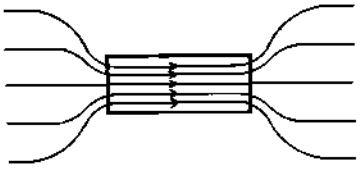


Fig. 2 - Concentration des lignes d'induction dans un corps ferromagnétique. La forte perméabilité de la substance contraint toutes les lignes à la traverser.

linéairement l'excitation magnétique de —H à +H, B suivra la courbe indiquée sur la figure, en passant par les points —Br (magnétisme rémanent négatif) et +H (force coercitive).

Ce cycle, appelé **cycle d'hystérésis**, est un phénomène fondamental en ce qui concerne l'enregistrement magnétique des sons car, comme nous le verrons, c'est l'aimantation rémanente qui est utilisée pour l'enregistrement et la reproduction, tandis que la force coercitive sert à l'effacement.

L'ENREGISTREMENT

Sous peu, nous nous occuperons d'une manière détaillée des rubans magnétiques, c'est-à-dire du support utilisé pour l'enregistrement; disons dès à présent, qu'ils sont constitués par un ruban en matière plastique (polyester, mylar, etc.) servant de support, recouvert d'une mince couche d'oxyde de fer. L'oxyde de fer est une substance qui, lorsqu'elle est introduite dans un champ d'induction magnétique, se comporte de la manière étudiée plus haut à propos des corps ferromagnétiques «durs».

La tête magnétique d'enregistrement comprend essentiellement une bobine enroulée sur un circuit magnétique pourvu d'un petit entrefer (**figure 4**). Supposons qu'une telle bobine soit parcourue par un courant continu; il se produira un champ d'induction magnétique tel que, si l'on dispose un ruban magnétique devant cet entrefer, l'aimantation de celui-ci se fera suivant les lignes fléchées.

On peut en déduire que les lignes d'induction magnétique parcourent tout le circuit magnétique de la tête, puis, en face de l'entrefer, s'ouvrent pour pénétrer dans l'oxyde de fer recouvrant le ruban.

On comprendra facilement que si nuos faisions défiler le ruban devant la tête, pendant que la bobine est parcourue par un courant continu, le ruban s'aimantera uniformément sur toute sa surface en regard de l'entrefer (phénomène de l'aimantation rémanente). Au fur et à mesure qu'une portion du ruban s'approche de l'entrefer, l'excitation magnétique dans lequel il est plongé augmente d'intensité jusqu'à une certaine valeur; l'aimantation suit donc la première branche de la courbe d'hystérésis de la **figure 3** (ligne en trait discontinu).

Par suite du défilement, la portion de ruban considérée ci-dessus, s'éloigne ensuite et l'excitation magnétique affectant cette zone va en diminuant de sa valeur maximale à 0; le champ induit permanent est égal à +Br. Cela se produit évidemment pour toutes les petites portions de ruban passant devant l'entrefer: on obtient donc, en définitive – comme nous l'avons dit plus haut – une aimantation constante du ruban égale à +Br.

Supposons maintenant que la bobine de la tête d'enregistrement, au lieu d'être parcourue par un courant continu, le soit par un courant alternatif ou, mieux encore, par un courant de modulation basse fréquence. Dans ce cas, l'excitation magnétique va varier en intensité et en fréquence au rythme des signaux BF. Ses variations reproduiront fidèlement le son que l'on veut enregistrer. Le champ d'induction magnétique induit sur le ruban lors de son défilement devant l'entrefer, sera proportionnel à l'excitation et — par suite du phénomène d'aimantation rémanente — sera fixé d'une manière permanente sur le ruban. En effet, pour toute valeur instantanée du courant qui passe dans la bobine il se produit, sur l'étroite zone de ruban qui passe à cet instant devant l'entrefer, une aimantation rémanente (+Br ou —Br, selon que l'alternance est positive ou négative) qui lui est proportionnelle.

La polarisation ou prémagnétisation - Pour réaliser des enregistrements fidèles des signaux BF appliqués à la tête, divers facteurs doivent être pris en considération.

Regardons la courbe du cycle d'hystérésis de la figure 3: nous pouvons remarquer que son allure générale n'est pas linéaire. C'est pour montrer cela d'une manière explicite que nous avons volontairement figuré un cycle correspondant à des intensités limites +H et —H, c'est-à-dire telles que pour une augmentation plus forte de H, B ne varie plus. Par contre, si nous considérons des valeurs plus faibles de l'excitation magnétique, on obtient un cycle d'hystérésis du type de

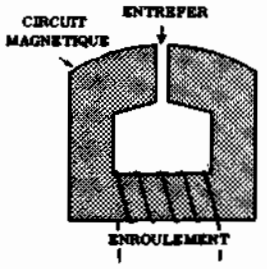


Fig. 4 - Structure simplifiée d'une tête pour enregistrement magnétique. L'entrefer a été représenté très fortement agrandi.

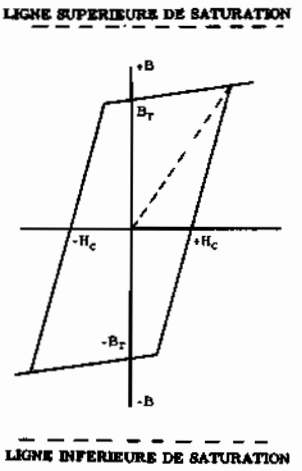


Fig. 5 - Partie rectiligne du cycle d'hystérésis, très loin des limites de saturation.

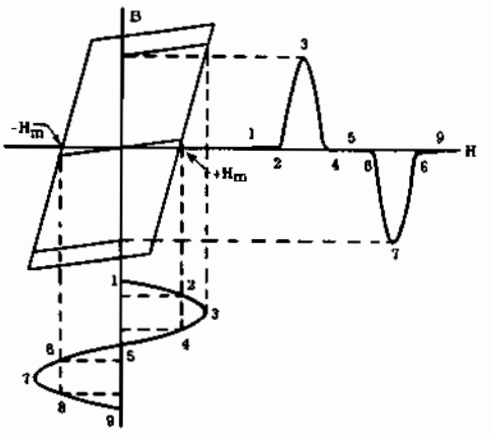


Fig. 6 - Distorsion de la forme d'un signal enregistré sans polarisation supersonique.

celui représenté sur la **figure 5**. Celui-ci — comme on le voit — permet d'obtenir une meilleure linéarité puisque comme cela est indispensable pour un enregistrement fidèle, le champ d'induction et le magnétisme rémanent sont proportionnels à l'excitation.

Il faut également tenir compte d'une autre source possible de distorsions, plus difficile à éliminer. Si, en ce qui concerne le phénomène de non linéarité il suffit, pour l'annuler, de maintenir le signal BF envoyé dans la bobine de la tête au dessous d'une certaine valeur limite, par contre, pour éliminer la source de distorsions dont nous allons parler, il faut utiliser une **tension de polarisation**.

Le cycle d'hystérésis, représenté sur la **figure 5**, est valable pour des valeurs de +H et de —H maintenues dans des limités données. Par contre, si l'on descend au dessous d'une certaine valeur critique, Hm, la rémanence magnétique ne se produit plus, ce qui veut dire que dans ce cas l'aimantation rémanente est nulle. Ainsi donc, la partie du signal qui détermine une excitation magnétique comprise entre —Hm et +Hm ne sera pas enregistrée sur le ruban (voir **figure 6**). On devine aisément que pour des valeurs supérieures à Hm le signal sera enregistré, mais qu'il sera très fortement déformé car, dans cette portion de la courbe, le magnétisme rémanent ne sera pas proportionnel à l'induction. En résumé, il faut donc:

a) faire en sorte que le signal BF soit maintenu dans des limites telles qu'en aucun cas on ne dépasse la valeur ±H;

b) ne pas travailler en des points où l'excitation est inférieure à un certain minimum.

Tandis que pour le paragraphe **a)** la solution est facile, on ne voit pas immédiatement une solution possible en ce qui concerne **b)**, puisque — de quelque manière qu'on agisse sur l'amplitude du signal BF — comme ce sont des tensions alternatives qui sont en cause, nous aurons toujours un point où la tension s'approchera de la valeur zéro.

Pour résoudre ce problème, supposons que nous appliquions à la tête d'enregistrement, outre le signal BF de modulation, une autre tension à fréquence ultrasonore du type de celle représentée sur la **figure 7-A**. Cette tension (dite de polarisation ou de prémagnétisation) ne produit aucune perturbation lors de la reproduction, car étant d'une fréquence supérieure à la limite d'audibilité, elle ne donne aucune sensation auditive. Si nous faisons la somme du signal BF et de la tension à fréquence ultra-sonore (signal de la figure **7-B** superposé à celui de la figure 7-A), nous obtiendrons le signal de la figure **7-C**. En procédant ainsi, nous avons transposé les signaux BF dans une portion du cycle d'hystérésis sensiblement linéaire. Naturellement pour arriver à un tel résultat il faut déterminer avec soin l'amplitude de la tension de polarisation pour éviter de dépasser la valeur de l'excitation maximum et, dans le même temps, de ne pas descendre au dessous de la valeur minimale. On comprend donc que le niveau d'enregistrement soit très critique, en effet si le signal BF a une trop forte amplitude, on « module » la fréquence de polarisation d'une façon excessive et l'on risque de dépasser les limites permises.

Avec ce système, les deux signaux BF, supérieur et inférieur, sont lus en même temps — lors de la reproduction — ce qui entraîne une annulation par compensation des distorsions provoquées par une éventuelle non linéarité de la partie de la courbe d'hystérésis choisie pour l'enregistrement. Cela est, dans une certaine mesure, comparable à ce qui se passe dans un amplificateur «push-pull» en classe B qui donne une distorsion plus faible qu'un étage amplificateur à un seul tube, par le fait que l'on a deux distorsions complémentaires qui s'annulent réciproquement.

La tête de lecture est du même type que celle d'enregistrement et c'est d'ailleurs pourquoi, dans la plupart des cas, la même tête remplit les deux fonctions. Par contre, une tête séparée est utilisée, de la façon, que nous verrons plus loin, pour l'effacement des enregistrements.

LA LECTURE

Pour comprendre comment s'opère la lecture, il convient de rappeler quelques notions fondamentales de l'électromagnétisme.

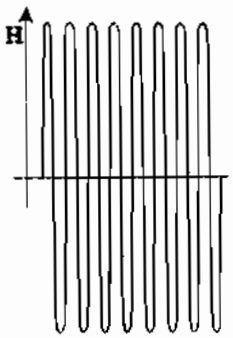


Fig. 7-A - Tension alternative de polarisation à fréquence et amplitude constantes.

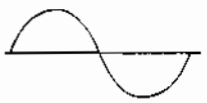


Fig. 7-B - Signal Basse Fréquence à enregistrer.

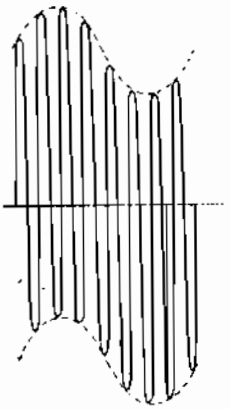


Fig. 7-C - Superposition des deux signaux.

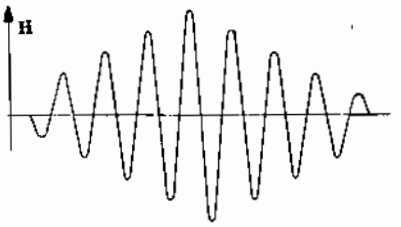


Fig. 8 Courbe d'amplitude de l'excitation magnétique auquel chaque portion du ruban est soumise pendant son passage devant la tête.

Si l'on place une bobine dans un champ d'induction magnétique constant, aucun courant n'y passe à l'exception d'une impulsion initiale. Par contre, si le champ est variable, il se développe dans la bobine un courant proportionnel à la vitesse de variation du flux magnétique. Ainsi, lorsqu'un ruban magnétique enregistré (c'est-à-dire porteur d'une aimantation, d'un champ d'induction magnétique variable) défile devant la tête, il induit dans l'enroulement de celle-ci un courant qui suit fidèlement les variations du champ enregistré sur le ruban. Naturellement, pour obtenir une reproduction fidèle, il faut que le défilement se fasse à la même vitesse que lors de l'enregistrement.

Le faible courant induit dans la bobine de la tête de lecture est envoyé à un pré-amplificateur à tubes ou à transistors, puis à un amplificateur de puissance et à un haut-parleur. Ce que nous venons de décrire est le cycle complet enregistrement-reproduction; il nous faut considérer, maintenant, une autre fonction que doivent remplir les enregistreurs magnétiques sur ruban, à savoir: l'effacement.

L'EFFACEMENT

Une des caractéristiques qui font préférer très souvent le procédé d'enregistrement magnétique sur ruban à l'enregistrement sur disques, réside dans la possibilité que l'on a d'effacer un enregistrement sur un ruban pour le remplacer par un autre, et cela autant de fois qu'on le veut.

Pour expliquer ce qui précède, considérons à nouveau le cycle d'hystérésis: nous constatons que l'aimantation rémanente peut être totalement annulée en appliquant une excitation magnétique égale à la force coercitive. Plus précisément, comme on peut le voir sur la figure 3, il faudra appliquer une excitation —Hc pour éliminer l'aimantation rémanente ±Br, ou une excitation +Hc pour annuler −Br.

Imaginons que nous fassions défiler un ruban magnétique devant une tête d'enregistrement dont la bobine est parcourue par un courant alternatif de fréquence assez élevée (50 kHz, par exemple) et examinons ce qui se passe dans une petite portion du ruban lorsqu'il s'approche de l'entrefer, passe devant et s'en éloigne.

Quand la portion de ruban considérée entre dans la zone d'action de l'excitation magnétique produite par la bobine ,il commence à intercepter une partie des lignes d'induction. Etant donné qu'au début — la distance étant encore grande — il ne capte qu'une faible partie de ces lignes, le cycle d'hystérésis est très réduit; par la suite alors qu'il se rapproche de l'entrefer, l'amplitude de ce cycle devient de plus en plus grande et atteint sa valeur maximale lorsque la portion de ruban considérée passe devant l'entrefer. Après ce passage, le cycle d'hystérésis diminue progressivement avec l'éloignement et devient nul.

L'intensité de l'excitation magnétique à laquelle est soumis le ruban depuis son entrée dans la zone d'influence de la tête, jusqu'à sa sortie, est représentée sur la **figure 8**. Le phénomène important à retenir est celui-ci: le magnétisme rémanent qui, à chaque instant, est présent sur la portion de ruban considérée est proportionnel à l'amplitude des cycles d'hystérésis successifs, donc à celle de l'excitation magnétique. De ce fait, l'aimantation rémanente augmente pendant que le ruban s'approche de l'entrefer et diminue, jusqu'à devenir nulle, lorsqu'il s'en éloigne.

Par contre, si la bobine était parcourue par un courant alternatif BF l'aimantation rémanente ne serait pas annulée car, les cycles sont relativement longs (fréquence plus basse) et en conséquence – la vitesse de défilement du ruban restant la même — le phénomène de la rémanence magnétique peut se manifester, de façon proportionnelle à la valeur instantanée de la tension basse fréquence à enregistrer.

L'exemple concerne l'utilisation d'un ruban, non encore enregistré, soumis à une fréquence assez élevée (ultra-sonore) Dans ce cas, le résultat pratiquement obtenu est que le ruban, soumis à une excitation magnétique d'une fréquence aussi élevée, reste vierge, c'est-à-dire non aimanté, même après son passage devant la tête d'enregistrement.

Supposons, maintenant, que nous appliquions le même processus à une portion de ruban déjà enregistré.

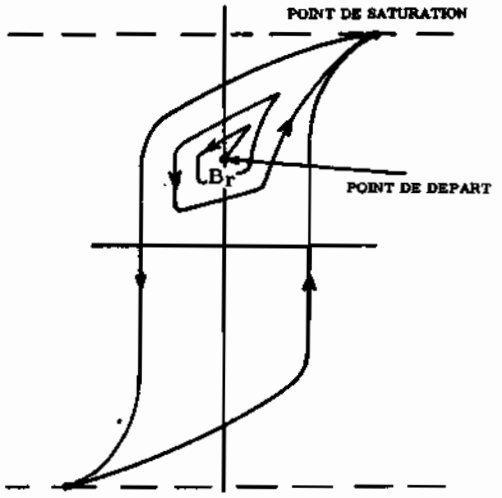


Fig. 9 - Première partie du processus d'effacement (l'excitation augmente).

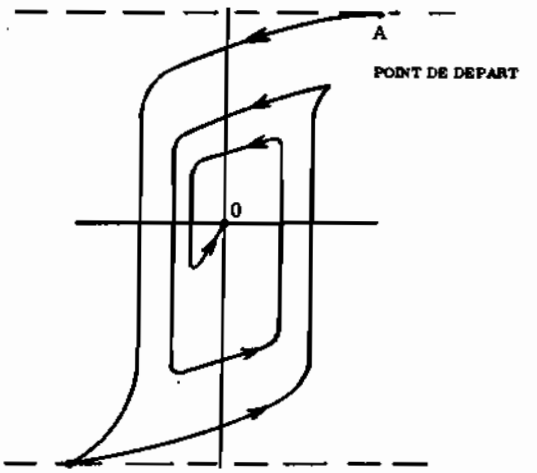


Fig. 10 - Deuxième partie du processus d'effacement (l'excitation décroît).

c'est-à-dire aimanté au moyen de signaux BF. Il présente un certain magnétisme rémanent Br. Si l'excitation magnétique alternative produite par les tensions à haute fréquence, dont nous avons parlé plus haut, est d'intensité suffisante pour dépasser le niveau de saturation de ruban, les cycles d'hystérésis toujours croissants qui se développent à partir de Br (voir **figure 9**) atteignent rapidement le niveau de saturation supérieur (voir la figure) tandis qu'ils continuent à s'étendre vers le bas. Quand l'excitation alternative aura atteint son intensité maximale, on obtiendra un cycle d'hystérésis d'amplitude maximum centré autour du point O. A partir de ce moment, l'excitation alternative commencera à décroître d'intensité (**figure 10**) et, conséquence de ce qui a été dit plus haut, on parviendra à l'annulation totale du magnétisme rémanent, d'où disparition des signaux MF précédemment enregistrés sur le ruban, c'est-à-dire effacement.

Généralement, répétons-le, la tête d'effacement est séparée et précède, dans l'ordre de passage du ruban, la tête de lecture et d'enregistrement. C'est ainsi que lorsque les commandes du magnétophone sont placées sur la position «enregistrement», une tension à fréquence ultra-sonore est envoyée dans la tête d'effacement, avant tout enregistrement, on pourvoit ainsi à la suppression de tous signaux ayant pu être enregistrés, antérieurement, sur ce ruban.

Nous avons vu jusqu'à présent comment on pouvait, du point de vue théorique, réaliser l'enregistrement et la reproduction des sons au moyen d'un ruban magnétique. Il nous faut étudier maintenant comment on peut construire pratiquement un appareil susceptible d'accomplir ces fonctions. Les parties essentielles d'un enregistreur magnétique, ou magnétophone, sont les suivantes:

1) Le ruban magnétique;
2) La partie mécanique;
3) Les têtes;
4) La partie électronique.

Etudions séparément ces éléments, en considérant leurs aspects caractéristiques qui restent sensiblement immuables dans toutes les réalisations pratiques.

LES RUBANS MAGNETIQUES

Comme nous l'avons déjà exposé plus haut, les rubans sont essentiellement constitués par un support en matière plastique sur lequel on a déposé une mince couche d'oxyde de fer. Les qualités à exiger d'un ruban sont très nombreuses si l'on veut obtenir de bons enregistrements.

Il faut avant tout un support plastique d'excellente fabrication. Ce support (ruban) doit être suffisamment flexible pour s'adapter parfaitement aux têtes magnétiques pouvoir être entraîné sans dommage par les différentes poulies constituant le système d'entraînement mécanique. En outre, il doit être aussi mince que possible pour permettre, avec des bobines de dimensions données, une plus grande durée d'enregistrement .

D'autre part, le ruban doit être suffisamment solide pour résister à la traction à laquelle le soumet le système de défilement, ainsi qu'aux secousses éventuelles qui peuvent se produire par suite de fausses manoeuvres. Autre qualité importante, les rubans doivent être insensibles aux variations de température et d'humidité.

Il est évident, qu'en dehors des exigences purement mécaniques que nous venons d'énumérer, les rubans magnétiques doivent posséder certaines qualités électriques toutes aussi importantes. L'oxyde de fer étant déposé sur le support plastique sous forme de petits grains, il faut que les dimensions de ceux-ci ne soient pas supérieures à un micron (millième de millimètre), ceci tant pour des raisons électriques, que nous verrons plus loin, que pour obtenir un ruban parfaitement lisse, afin de réduire au minimum l'usure des têtes.

Les dimensions des grains d'oxyde de fer déterminent la fréquence maximale d'enregistrement — à vitesse de défilement égale — car, chaque grain forme un petit aimant élémentaire dans lequel il ne peut y avoir d'aimantation d'intensité différente; c'est donc de la finesse des grains que dépend la qualité, la fidélité d'une reproduction. D'autres caractéristiques importantes concernent la sensibilité, l'aimantation rémanente et la force coercitive.

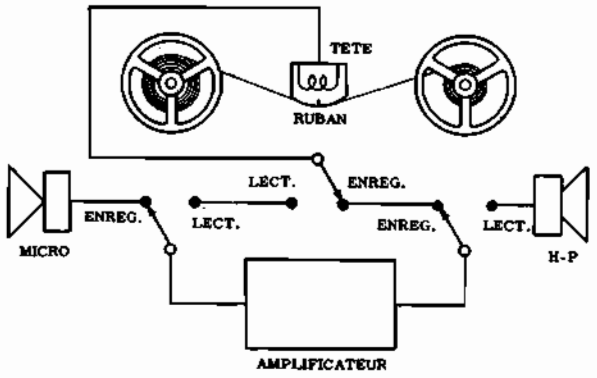


Fig. 11 - Schéma de commutation de la tête unique du microphone et du haut-parleur pour l'enregistrement et la lecture (reproduction).

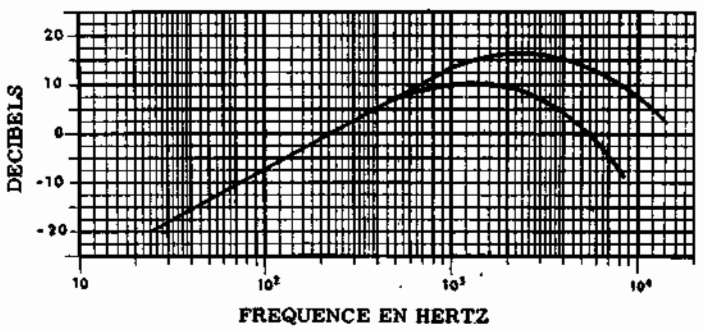


Fig. 12 - Courbe de réponse d'une tête magnétique pour deux vitesses de défilement. La courbe supérieure a été relevée à la vitesse de 19 cm/sec. celle inférieure à 9,5 cm/sec. La plus forte vitesse donne la courbe la plus étendue.

La fabrication du ruban magnétique est une opération extrêmement délicate et difficile si l'on veut obtenir, comme il se doit, un produit présentant toutes les qualités requises. Elle fait l'objet, aujourd'hui, d'une industrie spécialisée disposant de moyens très importants, principalement dans le domaine de la chimie.

LA PARTIE MECANIQUE

Le mécanisme de défilement du ruban devant la tête est actionné par un ou plusieurs petits moteurs. Au départ, le ruban magnétique est entièrement enroulé sur une seule bobine et, en cours d'enregistrement ou de lecture, après passage devant la tête il s'enroule sur une seconde bobine.

Pour obtenir une reproduction parfaite des sons enregistrés, il est indispensable que la vitesse de défilement soit toujours rigoureusement constante, ceci pour éviter toute différence, même légère, entre la vitesse d'enregistrement et celle de reproduction. Cette régularité est assurée au moyen d'un galet tournant à vitesse constante, couplé à l'axe du moteur d'entraînement; le ruban magnétique est pressé contre ce galet par une poulie caoutchoutée.

Puisque le ruban défile à une vitesse constante et qu'il se déroule d'une bobine pour s'enrouler sur l'autre, il est évident que la vitesse de rotation de la première ira toujours en augmentant, tandis que celle de la seconde ira sans cesse en diminuant ceci en raison de la variation du diamètre de l'enroulement du ruban sur l'une ou l'autre des bobines. Il est donc indispensable de prévoir un dispositif à friction qui entraîne les bobines à la vitesse voulue, pour obtenir un enroulement régulier du ruban. En outre, comme tout magnétophone est muni d'une touche permettant l'arrêt immédiat du défilement du ruban, il faut également un système de freinage bloquant instantanément les deux bobines, pour éviter que celles-ci continuant à tourner par inertie, ne provoquent un enchevêtrement des spires du ruban.

Les magnétophones comportent généralement deux autres commandes permettant l'enroulement rapide des bobines dans un sens ou dans l'autre. Ce défilement à grande vitesse est extrêmement utile lorsque l'on veut faire passer un enregistrement précédent se trouvant sur une portion du ruban éloignée de celle qui se trouvait présentement devant la tête. Pour l'enroulement rapide, un dispositif à friction transmet une rotation continue à grande vitesse à la bobine sur laquelle doit s'enrouler le ruban, tandis que celui-ci s'écarte des têtes afin d'éviter l'usure qui serait importante.

VITESSE DE DEFILEMENT

La qualité de la reproduction, et, en particulier, la limite supérieure des fréquences pouvant être enregistrées, dépend — en dehors de la qualité du ruban, des têtes et de l'amplificateur — de la vitesse de défilement. En effet, si une vitesse réduite permet d'augmenter la durée de l'enregistrement, elle présente, par contre, l'inconvénient de limiter très rapidement, du côté des fréquences élevées, la bande des fréquences sonores pouvant être enregistrées et reproduites. Ce phénomène peut s'expliquer, d'une part, par ce que nous avons dit à propos de l'effacement par une tension à fréquence ultra-sonore et, d'autre part, en se rappelant que les dimensions des grains et de la fente des têtes magnétiques sont encore trop grandes pour permettre, aux faibles vitesses de défilement, l'enregistrement de signaux à variations très rapides, tels que ceux produits précisément par les fréquences acoustiques les plus élevées.

Les vitesses de défilement les plus courantes sont, actuellement:

a) 76,2 cm/sec et 38 cm/sec, pour les magnétophones professionnels des studios d'enregistrement ou de Radiodiffusion, ainsi que pour certains appareils à haute fidélité.

b) 19 cm/sec, pour les magnétophones semi-professionnels permettant d'obtenir une fidélité de reproduction presque parfait.

c) 9,5 cm/sec et 4,75 cm/sec pour les magnétophones de moins bonne qualité.

En général, les magnétophones du commerce permettent de faire défiler le ruban à trois vitesses dif-

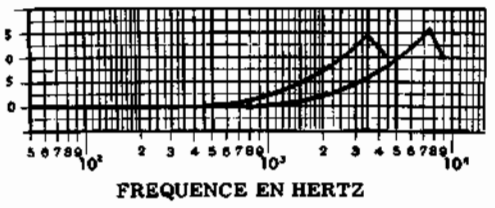


Fig. 13 - Courbe de pré-compensation destinée à améliorer la réponse aux fréquences élevées. La première à gauche se rapporte à la vitesse de 9,5 cm/sec; l'autre, à droite, à la vitesse de 19 cm/sec.

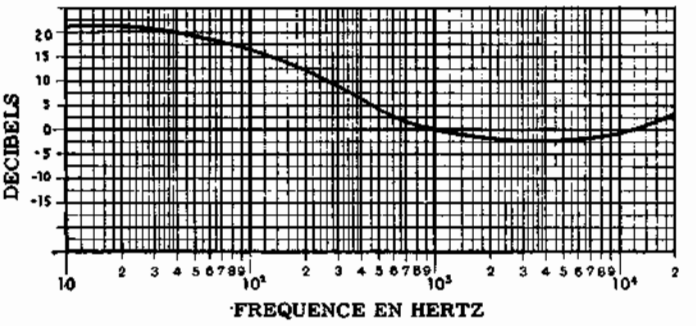


Fig. 14 - Courbe de réponse de l'amplificateur de lecture. Comme on peut le remarquer on réalise une forte post-compensation des fréquences basses et une beaucoup plus faible des fréquences élevées, déjà préaccentuées lors de l'enregistrement.

férentes, au gré de l'opérateur: 19, 9,5 ou 4,75 cm/sec. La première — qui permet l'enregistrement d'une bande de fréquences s'étendant jusqu'à 12 kHz — est généralement employée pour l'enregistrement de la grande musique; la seconde — passant jusqu'à 7 kHz environ sert pour l'enregistrement de la musique légère et la troisième, enfin, — permettant d'atteindre 4 à 5 kHz —, est réservée à l'enregistrement de la parole.

LA PARTIE ELECTRONIQUE

Nous avons déjà étudié très sommairement la tête magnétique. Précisons encore qu'une seule tête étant généralement employée aussi bien pour l'enregistrement que pour la reproduction, il est nécessaire de prévoir une commutation permettant de modifier les différents circuits électriques selon le schéma synoptique de la **figure 11**. Ce commutateur est couplé à la commande mécanique assurant le passage de la position «enregistrement» à la position «reproduction» ou «lecture».

En ce qui concerne la partie électronique proprement dite, il faut tout d'abord considérer que la réponse de la tête magnétique n'est nullement linéaire en fréquences. La courbe de réponse, sans le dispositif de compensation que nous décrirons plus loin, est du type de celle représentée sur la **figure 12** (pour deux vitesses de défilement). On voit qu'il faut relever l'amplification aux fréquences basses et élevées. A cet effet, lors de l'enregistrement on introduit une «pré-compensation» ou «pré-accentuation» des fréquences élevées; elle consiste à amplifier plus fortement l'extrémité supérieure de la bande de fréquences pour compenser les pertes et augmenter le rapport signal/bruit. Cette compensation qui se fait, répétons-le de l'enregistrement, est analogue à la pré-accentuation dont nous avons parlé lors de notre étude sur la modulation de fréquence.

La courbe d'amplification requise est celle de la figure 13. On voit que la suramplification des fréquences élevées est très importante, puisqu'elle atteint 15 dB, et l'on pourrait craindre une surmodulation importante. Or, il n'en est rien, en pratique, car l'amplitude de ces fréquences est généralement assez réduite et se trouve être encore diminuée du fait des pertes inévitables se produisant dans le circuit.

La «post-compensation», qui consiste en une plus forte amplification des fréquences basses, par contre, prend place lors de la lecture, c'est-à-dire au moment de la reproduction. En effet, on ne peut pas relever les fréquences basses pendant l'enregistrement, car on risquerait une surcharge génératrice de distorsions. La courbe de post-compensation est représentée sur la **figure 14**.

Dans le magnétophones de petites dimensions, on n'introduit généralement pas de post-compensation, elle serait inutile en raison du faible diamètre du haut-parleur et de la petitesse du transformateur de sortie qui ne permettent pas la reproduction correcte des fréquences les plus basses.

EFFACEMENT ET PREMAGNETISATION

Nous avons expliqué le rôle joué par les tensions d'effacement et de prémagnétisation, sans toutefois nous étendre sur le choix de la fréquence de ces tensions alternatives. Bien que ce problème soit du ressort du constructeur de magnétophones, il nous paraît utile d'en dire quelques mots.

Rappelons que la tension d'effacement ou de désaimantation, doit être de fréquence ultra-sonore, c'est-à-dire absolument inaudible pour l'oreille humaine. Elle doit permettre d'obtenir un nombre très élevé de désaimantations complètes (cycles d'hystérésis) dans le but d'éliminer toutes les traces résiduelles d'enregistrements antérieurs. Toutefois, sa fréquence doit rester dans les limites imposées par les pertes inévitables se produisant, par suite des courants parasites dans le circuit magnétique et l'entrefer de la tête d'effacement (ces pertes augmentent avec la fréquence du courant). Une fréquence de 35 kHz satisfait à ces exigences, mais elle est loin d'être normalisée et l'on peut, en étudiant divers modèles de magnétophones du commerce, constater des différences importantes selon la vitesse de défilement, le type de la tête utilisée ou les préférences du constructeur.

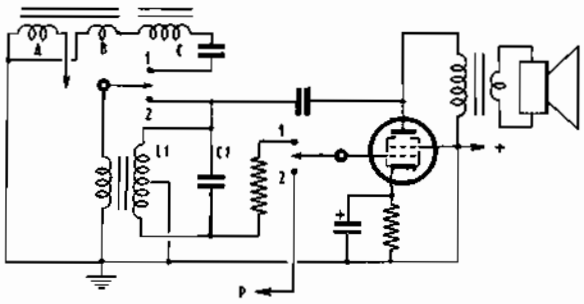


Fig. 15 - Utilisation d'un tube unique, soit comme étage final de puissance BF pour l'écoute (commutateur en position 2), soit comme oscillateur pour la production d'une tension alternative supersonique à amplitude constante pendant l'enregistrement (position 1). Dans ce dernier cas, B et C sont les enroulements de la tête d'enregistrement, tandis que L1 et C1 constituent le circuit oscillant. Pour la lecture, P est relié à la sortie du préamplificateur.

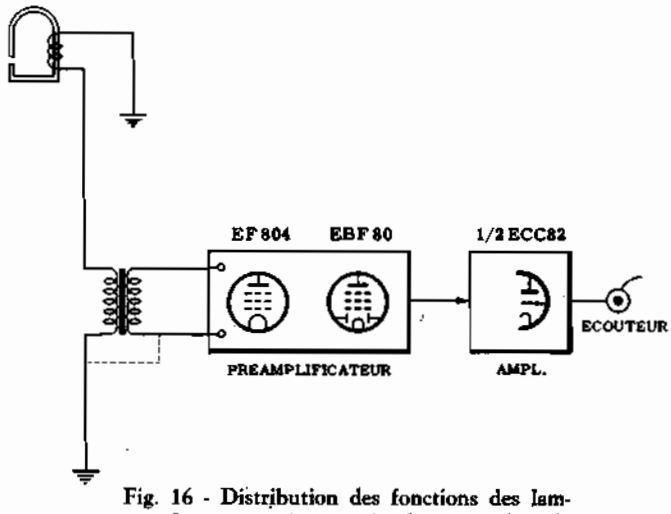


Fig. 16 - Distribution des fonctions des lampes dans un petit magnétophone pendant la reproduction.

Par contre, la fréquence du courant de prémagnétisation doit être choisie de telle sorte qu'elle soit la plus élevée possible vis à vis de la plus haute fréquence acoustique à enregistrer. Cela est absolument nécessaire pour ne pas introduire des distorsions de non linéarité. En pratique, une fréquence égale à 5 fois la fréquence sonore maximale enregistrable est suffisante. Etant donné que cette fréquence acoustique maximale est en général de 10 kHz, la fréquence de prémagnétisation pourra être de l'ordre de 50 kHz. Les pertes dues aux courants parasites et à l'entrefer ont, dans ce cas, moins d'importance, car le niveau du signal de prémagnétisation est beaucoup moins élevé que celui nécessaire à l'effacement. L'oscillateur produisant ces tensions doit être soigneusement étudié pour éviter, autant que possible, la production de fréquences harmoniques, principalement celles de rangs pairs, qui introduiraient un bruit de fond important lors de la lecture du ruban. Un oscillateur sinusoïdal push-pull, qui, comme on le sait, élimine complètement les harmoniques d'ordre pair, permet de résoudre parfaitement ce problème. Un tel montage, assez onéreux, n'est employé que dans les magnétophones professionnels; dans les magnétophones d'amateur c'est en effet le tube amplificateur BF final qui est également utilisé comme oscillateur HF à l'enregistrement. La figure 15, donne le schéma d'un tel étage mixte avec les commutations nécessaires pour passer d'une utilisation à l'autre.

L'INDICATEUR DE NIVEAU

Comme nous l'avons dit plus haut, le niveau du signal BF appliqué à la tête d'enregistrement est assez critique. En effet, si le signal est trop faible, on évite, il est vrai, la distorsion, mais le rapport signal/bruit de l'enregistrement devient moins bon; le bruit ou le souffle produit par l'amplificateur, la tête ou le ruban lui-même, reste pratiquement constant quel que soit le niveau du signal, donc si ce dernier est d'amplitude trop faible, le bruit parasite prend une importance exagérée. Inversement, si l'on augmente le niveau du signal au delà d'une certaine limite, nous avons vu que l'on risque de surmoduler. Dans ce cas, le champ d'induction trop intense provoquerait des distorsions par saturation.

Pour permettre de régler convenablement le niveau du signal lors de l'enregistrement, presque tous les magnétophones comportent un indicateur de modulation, qui peut être, soit un galvanomètre, comme dans les magnétophones destinés aux usages professionnels, soit un simple indicateur électronique, du type «oeil magique», utilisé dans les récepteurs comme indicateur d'accord.

La tension BF est prélevée à la sortie d'un étage amplificateur de puissance dont le circuit d'entrée comporte un potentiomètre de réglage du volume sonore, et après redressement est appliquée à l'indicateur de modulation. L'amplitude du signal appliqué à la tête d'enregistrement est indiquée par une plus ou moins grande ouverture du secteur lumineux.

ENREGISTREMENT MULTIPISTES

Primitivement, la hauteur, ou la largeur, de la bande magnétique nécessaire à un enregistrement avait été normalisée à 6,25 mm; on trouva, par la suite, que les divers perfectionnements intervenus permettaient de faire des enregistrements forts convenables sur moins de la moitié de cette hauteur. De là naquit l'idée, aujourd'hui couramment mise en pratique, d'enregistrer sur un ruban normal une piste en haut et une piste en bas, sur toute la longueur du ruban. Les deux pistes, de 2,25 mm de large, sont séparées par un espace de l'ordre de 1,35 mm. Pour passer d'une piste à l'autre, on peut soit déplacer la tête, soit retourner le ruban. En disposant deux têtes, superposées l'une sur l'autre et fonctionnant simultanément, on a des enregistrement stéréophoniques, c'est-à-dire donnant au son une «troisième dimension» ou «relief».

Enfin, nous devons signaler la méthode d'enregistrement de quatre pistes sur un même ruban. Celles-ci passent deux dans un sens et deux dans l'autre sens de défilement; elles peuvent être soit mitoyennes (il suffit de retourner le ruban une seule fois pour lire les quatre pistes), soit alternées, une dans un sens,

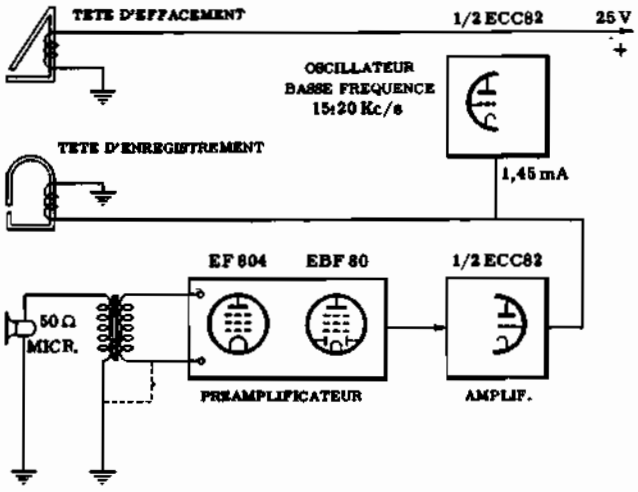


Fig. 17 - Emploi des lampes dans le magnétophone de la figure 16 pendant l'enregistrement.

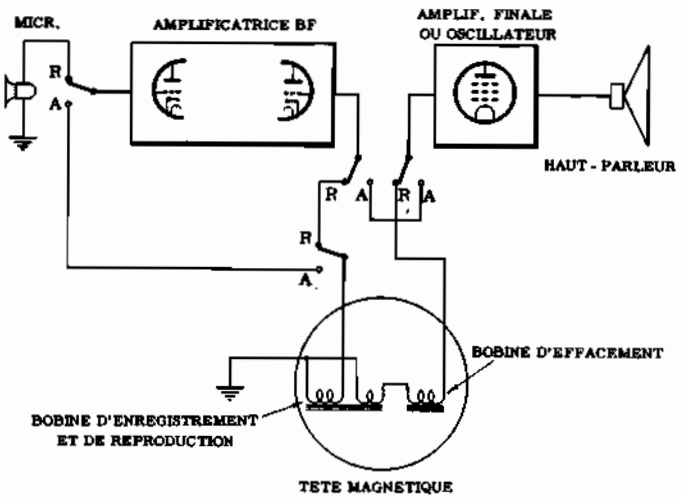


Fig. 18 - Schéma à blocs de l'ensemble électronique d'un petit magnétophone commercial.

l'autre dans l'autre sens, etc... (il faut, alors, retourner deux fois le ruban). Evidemment, avec la technique des quatre pistes, la durée d'enregistrement pour une longueur de ruban est le double de celle réalisée avec deux pistes; nous indiquerons, par exemple, qu'avec une vitesse de défilement de 9,5 cm/sec et 180 mètres de ruban, on obtient une durée totale de fonctionnement de quatre heures trente, en utilisant une seule des quatre pistes à la fois.

L'AMPLIFICATION

Aussi bien pendant l'enregistrement, qu'au cours de la reproduction, il faut que les faibles tensions BF issues du microphone ou de la tête de lecture soient suffisamment amplifiées pour atteindre l'amplitude nécessaire au fonctionnement correct de la tête d'enregistrement ou pour actionner le haut-parleur.

Etant donné que l'étage amplificateur de puissance n'est utile que pendant la reproduction, pour alimenter le haut-parleur, (la tête magnétique d'enregistrement demandant une très faible puissance), le tube ampificateur final est généralment utilisé comme oscillateur supersonique pendant la période d'enregistrement, comme nous l'avons expliqué plus haut. Par contre, le préamplificateur est toujours employé, aussi bien pour l'enregistrement que pour la lecture. Il s'ajoute parfois un étage préamplificateur supplémentaire spécialement prévu pour l'utilisation d'un microphone peu sensible. En effet, les tensions BF délivrées par un microphone sont généralement très faibles comparées à celles pouvant être obtenues à partir d'un récepteur de radio ou d'un tourne-disques. Signalons, à ce propos, que, pour enregistrer sur magnétophone les émissions de radio, on peut prendre la modulation directement sur le secondaire du transformateur BF de sortie, c'est-à-dire aux bornes de la bobine mobile du haut-parler.

Voir à propos de l'amplification et de sa commutation, les **figures 16, 17, 18.**

AVANTAGES DE L'ENREGISTREMENT MAGNETIQUE

Une des supériorités importantes, en même temps que la plus évidente, de l'enregistrement magnétique sur les autres méthodes est constituée par la possibilité d'effacer et d'enregistrer immédiatement un nombre illimité de fois sur un même ruban.

Un deuxième avantage est la meilleure conservation des enregistrements magnétiques comparés à ceux réalisés par des moyens mécaniques. Tandis que ces derniers peuvent être altérés par les poussières, l'usure des sillons, les rayures de tout ordre, le ruban est virtuellement exempt de ces inconvénients. En outre, il peut facilement être réparé, par collage, en cas de cassure. Les réalisateurs de programmes radio utilisent largement cette possibilité (découpage facile) pour réaliser des montages phonographiques et des programmes entiers à partir de sources sonores différentes. L'enregistrement magnétique se conserve indéfiniment dans le temps si l'on prend soin de conserver les rubans dans des boîtes blindées magnétiquement.

Un troisième avantage du ruban réside dans la possibilité de réaliser des enregistrements ininterrompus de grande durée, cela permet de conserver dans leur intégralité, sans coupures, des programmes entiers non divisibles (opéras, conférences...). De plus, l'enregistrement magnétique peut être écouté immédiatement dès la fin de la prise de son, sans aucune autre opération complémentaire, et il ne nécessite pas, comme pour la gravure sur disques, des appareils coûteux et délicats. Cela permet de réaliser des enregistreurs légers et peu encombrants, pouvant être transportés facilement par un seul opérateur, ce qui est particulièrement utile pour les reportage, les conférences... La radio, la presse, se servent journellement de cet auxiliaire indispensable qui a, dans bien des cas, remplacé la sténographie. Dans certaines conditions, l'enregistrement magnétique d'une conversation, directe ou téléphonique, est considérée comme un témoignage juridiquement valable. Les disques phonographiques eux-mêmes sont gravés par les sons préalablement enregistrés sur bande magnétique: le contrôle rapide de l'enregistrement magnétique permet de recommencer immédiatement un passage non satisfaisant, sans être obligé d'attendre les quelques heures nécessaires au pressage du premier disque.

Leçon n° 89

FORMES D'ONDES NON SINUSOIDALES

Les tensions alternatives dont nous nous sommes occupés jusqu'à présent, étaient toutes du type sinusoïdal. Ceci aussi bien pour les très basses fréquences (la tension du secteur à 50 Hz, par exemple), que pour les fréquences très élevées. Nous avons vu comment les inductances, les capacités, les circuits amplificateurs à tubes et à transistors et en général, tous les circuits électroniques, se comportent en présence de ces tensions, et uniquement en présence de celles-ci.

Il convient de noter que, si en ce qui concerne la tension du secteur et les oscillations HF utilisées en radiodiffusion, il s'agit toujours de signaux sinusoïdaux, par contre, dans le cas des BF, c'est-à-dire des signaux électriques qui représentent fidèlement les ondes sonores, on n'a que très rarement affaire à des formes d'onde parfaitement sinusoïdales.

Considérons la tension issue d'un microphone en fonction des différents sons qui peuvent agir sur lui:

1) les bruits sont constitués par une succession anarchique d'ondes de forme et de fréquence très diverses, dont l'allure est parfaitement irrégulière;

2) les sons émis par la voix humaine présentent une certaine régularité, mais ils sont toujours constitués par des formes d'onde extrêmement complexes;

3) les notes émises par un instrument de musique, par contre, produisent des tensions qui peuvent déjà être classées parmi les formes d'ondes périodiques.

Par forme d'**onde périodique**, on entend une succession d'ondes qui, bien que n'étant pas en général sinusoïdales, présentent une certaine régularité dans le temps; c'est ainsi qu'à intervalles de temps égaux (à la période de l'onde en question), elles retrouvent une allure identique à celle du cycle précédent. On obtient ainsi une succession régulière de cycles qui, bien que étant parfois de formes très complexes, sont tous égaux entre eux.

Si nous prenons le signal provenant du son d'un violon — signal représenté sur la **figure 1** — nous voyons qu'un cycle entier, qui va du point A au point B, donne une forme d'onde très différente d'une onde sinusoïdale que nous connaissons bien. Toutefois, ces cycles se répètent les uns à la suite des autres et sont tous égaux entre eux; c'est précisément cette caractéristique qui transforme un son en une note musicale.

On comprendra donc que, pour juger de la qualité d'un amplificateur BF, il ne suffit pas d'étudier uniquement son comportement en signaux sinusoïdaux, mais également de tenir compte du fait que les sons musicaux peuvent avoir des formes d'onde extrêmement variées qui ne doivent pas être altérées, c'est-à-dire affectées de «distorsions», lors de leur passage dans l'amplificateur.

Mais l'étude des formes d'onde non sinusoïdales n'est pas seulement importante en ce qui concerne la reproduction des fréquences acoustiques. Elles prennent une importance toujours plus grande dans tous les domaines de l'électronique où l'on rencontre très souvent des formes d'onde d'allure géométrique, telles que celles représentées sur les **figures 2** (A-B et C). La figure 2-A représente une onde carrée et rectangulaire, en B une onde en «dents de scie» et une onde triangulaire, en C une onde trapézoïdale et une onde exponentielle. Les formes représentées sur ces figures sont idéales et, dans la pratique, il n'est pas toujours indispensable d'obtenir des signaux aussi parfaits que ceux-ci.

Les formes d'onde géométriques que nous venons d'énumérer ne sont pas produites par des sons, comme celles dont nous parlions au début de cet exposé; elles sont obtenues au moyen de circuits électroniques spéciaux.

COMPOSITION DES ONDES NON SINUSOIDALES

Toutes les études faites dans les leçons précédentes se rapportaient à des signaux du type sinusoïdal. Etant donné que chaque type de forme d'onde se comporte d'une manière différente lors de son passage dans un circuit électronique, on pourrait penser que, pour chaque type, il soit nécessaire de donner une nouvelle théorie des circuits électroniques.

Ceci peut être évité en appliquant le **théorème de Fourier** qui est fondamental pour l'étude des formes d'onde en électronique.

Si nous additionnons plusieurs signaux sinusoïdaux — d'amplitude, de fréquence et de phase différentes — on obtient un signal qui, bien que n'étant plus sinusoïdal, n'en reste pas moins toujours périodique, c'est-à-dire se répétant en des cycles constants. Nous pouvons, alors, nous demander s'il n'est pas possible de faire l'opération inverse, c'est-à-dire, étant donné un signal quelconque périodique non sinusoïdal, de le décomposer en un certain nombre de signaux sinusoïdaux — ayant des amplitudes, des fréquences et des différences — de telle sorte que si l'on ajoute ces signaux entre-eux, il donnent pour résultat le signal de départ.

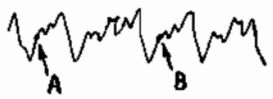
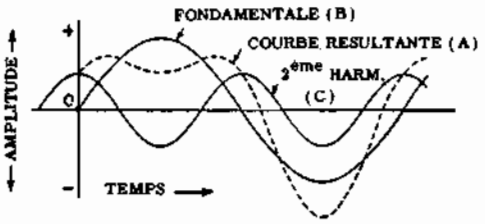


Fig. 1 - Forme d'onde d'un son émis par un violon.

Fig. 2-B - Onde en dents de scie (en haut), triangulaire (en bas).



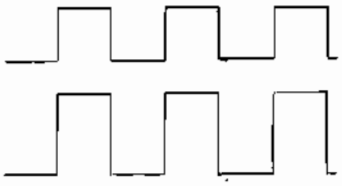


Fig. 2-A - Onde carrée (en haut) et rectangulaire (en bas).

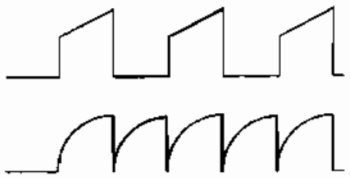


Fig. 2-C - Onde trapézoïdale (en haut), exponentielle (en bas).

Fig. 3 - Signal périodique (A) formé par la superposition d'une fréquence fondamentale (B) et de la seconde harmonique de cette fréquence (C). Cette forme d'onde peut avoir une allure différente si l'on fait varier la relation de phase des deux signaux superposés.

Le théorème de Fourier répond précisément à cette question, il énonce que: un signal de forme quelconque, pourvu qu'il soit périodique, peut toujours être décomposé en un certain nombre de signaux sinusoïdaux. Les fréquences de ces signaux simples sont: la même que celle du signal d'origine (fréquence fondamentale), la fréquence double (harmonique 2), la fréquence triple (harmonique 3) et ainsi de suite.

Certaines formes d'onde périodiques peuvent se décomposer en un petit nombre d'harmoniques seulement. Par exemple, la **figure 3** représente un signal périodique (**A**) qui peut être décomposé en deux signaux sinusoïdaux seulement (**B**) et (**C**) qui sont respectivement la première et la seconde fréquence harmonique. Dans ce cas, les harmoniques supérieures au second ordre n'existent pas.

Par contre il faut recourir très souvent à un nombre très élevé d'harmoniques pour pouvoir représenter exactement un signal donné. Dans certains cas, le nombre des harmoniques qu'il faut considérer est infini. Nous verrons, par la suite, quelques exemples de ces différents types de signaux.

Dans ce dernier cas, toutefois, on peut limiter le nombre des harmoniques utiles en tenant compte du fait que plus l'ordre de l'harmonique est élevé, plus faible est son amplitude et que, par conséquent, son importance diminue, ce qui permet souvent de négliger complètement les harmoniques d'ordre très élevé.

Ainsi, les fréquences des harmoniques composant un signal périodique quelconque peuvent être facilement déterminées en multipliant la fréquence fondamentale par 1, par 2, par 3, et ainsi de suite. Par contre, il est beaucoup moins facile de calculer les amplitudes et les phases de ces harmoniques et, sauf cas particuliers, il faut recourir à des calculs très compliqués que nous laisserons de côté dans cet exposé.

Mais ce n'est pas tout, pour représenter convenablement une onde non sinusoïdale ,il faut encore tenir compte de ce qu'on appelle la **composante continue**. En effet, après avoir reconstitué — par le théorème de Fourier — la forme exacte de l'onde originale, il faut remarquer que celle-ci peut être, soit centrée sur l'axe représentant la tension O, soit décalée dans le sens positif ou dans le sens négatif. L'amplitude de ce décalage représente justement la composante continue du signal. Par exemple, sur la **figure 4**, nous voyons en **A** une onde dont la composante continue est nulle, tandis qu'en **B**, cette même onde a une composante continue égale à Vc.

Pour étudier le comportement d'une onde périodique non sinusoïdale lors de son passage dans un circuit électronique quelconque, il suffit de la décomposer en ses diverses harmoniques, d'étudier le comportement de chacune d'entre elles puis de recomposer le signal à la sortie.

Ceci est valable aussi bien en ce qui concerne les signaux BF (ou fréquences acoustiques) ,que les différentes formes d'onde de type géométrique réprésentées sur la figure 2.

Par exemple, si nous faisons l'analyse de la forme d'onde représentée sur la figure 1 (son du violon), nous obtenons un spectre d'harmoniques du genre de celui de la **figure 5**. On peut voir que, dans cet exemple, la fréquence fondamentale est de 440 Hz, tandis que les fréquences harmoniques s'étendent théoriquement à l'infini, en pratique jusqu'à 15 000 Hz. Si nous voulons amplifier fidèlement le son de ce violon, il ne suffit donc pas de réaliser un montage laissant passer seulement la fréquence 440 Hz (fréquence fondamentale), mais il faut construire un amplificateur dont la bande passante s'étend au moins jusqu'à 15 000 Hz, du côté des fréquences élevées. Un amplificateur ayant une bande passante plus étroite produirait des distorsions, par défaut d'amplification des harmoniques supérieures, et le signal de sortie n'aurait pas exactement la même forme que le signal d'entrée (distorsion de forme).

Tandis que la **hauteur** d'un son musical est déterminée par sa fréquence fondamentale, le **timbre** est donné par les différentes harmoniques supérieures. Par exemple, si nous jouons la même note sur un violon et un piano, la fréquence fondamentale est identique, mais, malgré cela, nous distinguons facilement les deux

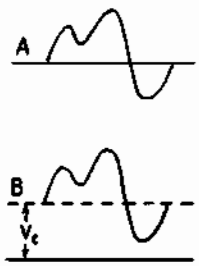


Fig. 4 - (A) Forme d'onde sans composante continue. (B) la même avec composante continue. Comme on le voit, la forme ne change pas.

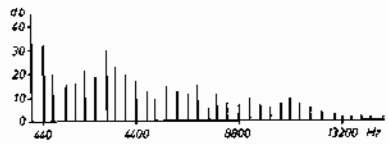


Fig. 5 - Spectrogramme de la note de violon de la figure 1. Les lignes verticales représentent les amplitudes relatives des diverses harmoniques dont la fréquence est indiquée sur l'axe horizontal. La fondamentale est de 440 Hz.

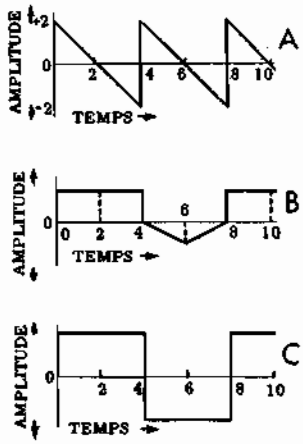


Fig. 6 - Symétrie par rapport à l'axe zéro (A); symétrie « quart d'onde » (B) et « demi-onde » (C).

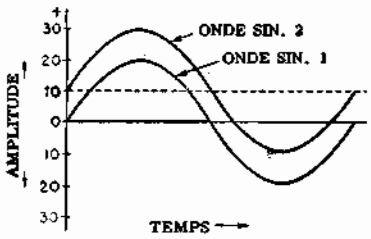


Fig. 7 - Influence de la composante continue sur la symétrie, par rapport à l'axe zéro, d'un signal sinusoïdal. L'onde 2 est identique à l'onde 1, mais elle n'est plus symétrique par rapport à l'axe zéro.

instruments. Ceci résulte du fait que, bien que les harmoniques aient les mêmes fréquences dans les deux cas, ils ont des amplitudes et des phases différentes et leur nombre est également différent. Ainsi, en éliminant les harmoniques supérieures d'un son musical, on le prive de son caractère propre et les sons émis par différents instruments ont tendance à devenir semblables entre eux, c'est-à-dire à prendre le même timbre.

Ceci nous permet donc d'entrevoir la possibilité de produire électroniquement les sons caractéristiques de n'importe quel genre d'instrument de musique, en mélangeant convenablement des signaux sinusoïdaux produits par des oscillateurs dont les fréquences sont toutes des multiples d'une fréquence fondamentale unique.

Ce sujet intéressant, celui de la musique électronique, sera développé au cours d'une leçon ultérieure, mais nous voulons, dès à présent, faire remarquer que la conception d'appareils électroniques, susceptibles de produire des sons musicaux, est entièrement basée sur les procédés de l'analyse harmonique des formes d'onde.

SYMETRIE DE L'ONDE

Pour calculer les amplitudes des harmoniques successif d'une forme d'onde, plusieurs méthodes peuvent être employées. Bien que ces calculs soient généralement assez compliqués, on peut dans quelques cas, en étudiant la forme d'onde à analyser, trouver des éléments nous permettant d'apprécier l'amplitude des harmoniques et, tout particulièrement, de mettre en relief l'absence de certains d'entre eux.

Quand une onde périodique a la même forme au dessus et en dessous de l'axe O, on dit qu'elle est **symétrique** par rapport à l'axe zéro. Le signal de la **figure 6-A** est un exemple d'onde symétrique par rapport à l'axe O. En effet, l'amplitude est +2 à l'instant t=O et devient nulle à l'instant t=2. Puis elle descend à —2 pour t=4. La partie positive de cette forme d'onde est identique à la partie négative; on a donc une symétrie par rapport à l'axe zéro.

Un signal périodique présente une symétrie du type «quart d'onde», quand les deux quarts d'onde successifs, pendant chaque demi-cycle, sont symétriques. La figure 6-B représente une onde de ce type. Le premier demi-cycle dure depuis l'origine jusqu'au temps t=4. Si, du centre de ce demi-cycle, on trace une perpendiculaire (en pointillé sur la figure), les deux quarts donde sont symétriques l'un par rapport à l'autre. De même, si nous considérons le demi-cycle s'étendant de l'instant t=4 à l'instant t=8, et si nous traçons une perpendiculaire au point 6, on obtient encore une division en deux quarts d'onde symétriques.

Une forme d'onde présente une symétrie du type «demi-onde», quand l'alternance (ou demi-onde) positive est symétrique à l'alternance négative par rapport à l'axe zéro. La figure 6-C donne un exemple de symétrie demi-onde. La demi-onde, ou alternance positive de zéro à 4 est exactement semblable à l'alternance négative de 4 à 8, excepté le changement de polarité.

Tandis que ce dernier signal a également une symétrie du type quart d'onde, celui de la figure B n'a pas une symétrie du type demi-onde, car l'alternance positive est différente de l'alternance négative.

EFFET DE LA SYMETRIE SUR LES HARMONIQUES

Si une forme d'onde présente une symétrie donnée, on trouve que, tant la composante continue qu'un certain nombre de fréquences harmoniques, peuvent être éliminées de son analyse.

L'effet produit par une symétrie par rapport à l'axe zéro est représenté sur la **figure 7**, qui montre deux ondes sinusoïdales. L'onde **1** est symétrique par rapport à l'axe zéro. L'onde **2** a exactement la même forme mais se trouve être décalée de dix volts au-dessus de l'onde **1**. Elle n'est donc pas symétrique par rapport à l'axe zéro.

Si nous ajoutons une tension de 10 volts à l'onde **1**, les deux ondes coïncident; donc l'onde **2** est égale à la somme de la tension alternative de l'onde **1** et de la tension continue de 10 volts. On ne change pas la forme d'une onde en y ajoutant une composante con-

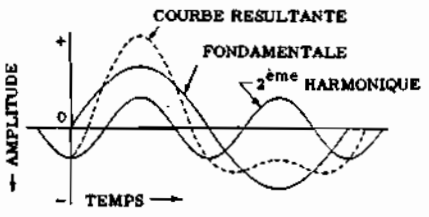


Fig. 8 - Effet des harmoniques paires sur la symétrie: on notera que la courbe résultante n'a plus la symétrie « demi-onde ». La même phénomène se produit pour n'importe quelle harmonique paire.

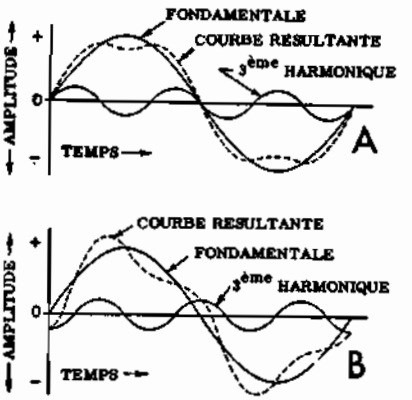


Fig. 9 - Effet des harmoniques impaires sur la symétrie d'une onde. En (A) les deux signaux ne sont pas déphasés tandis qu'en (B) il existe un déphasage de 30°.

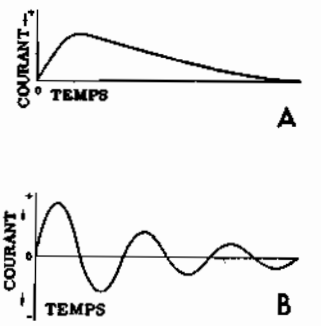


Fig. 10 - Exemple de formes d'onde apériodiques: une simple alternance (A) et une onde amortie (B).

tinue. De ce qui précede, il est clair que, **lorsqu'une forme d'onde est symétrique par rapport à l'axe zéro, sa composante continue est égale à zéro.** L'onde 2 est symétrique par rapport à l'axe formé par la ligne en pointillé partant du point +10 volts.

Une forme d'onde symétrique par rapport à un axe indiquant une tension différente de zéro, a une composante continue égale à cette tension.

Etudions, maintenant, l'effet des harmoniques d'ordre pair sur la symétrie d'une forme d'onde. La figure 8 représente la courbe résultante obtenue en superposant à la fondamentale son harmonique 2; la forme d'onde résultante n'a plus la symétrie du type «demi-onde». Ceci se produit également lorsqu'à la fondamentale on ajoute la quatrième, la sixième, ou n'importe quelle autre harmonique paire. Nous pouvons donc en conclure que la **présence d'harmoniques paires détermine une absence de symétrie du type demi-onde.** Ceci se produit indépendemment de la phase des tensions qui s'ajoutent.

Par contre, si nous étudions la somme de la fondamentale et de l'harmonique 3, il nous faut considérer deux cas. Si les deux tensions sont en phase (**figure 9-A**), la résultante présente une symétrie totale, aussi bien demi-onde que quart d'onde. Au contraire, s'il y a un déphasage entre les deux tensions (comme sur la figure 9-B, où ce déphasage est de 30°), la symétrie demi-onde persiste, mais il n'y a plus de symétrie quart d'onde.

Nous pouvons donc conclure que:

1) une forme d'onde symétrique par rapport à l'axe zéro n'a pas de composante continue. Si elle est symétrique par rapport à un autre axe horizontal, la composante continue est égale à la tension indiquée par la hauteur de cet axe.

2) une forme d'onde qui présente une symétrie «demi-onde» dénote l'absence tant de la composante continue que des harmoniques de rangs pairs.

3) une forme d'onde qui présente aussi bien une symétrie demi-onde qu'une symétrie quart d'onde, n'a ni composante continue, ni harmoniques paires, et les harmoniques impaires sont toutes en phase (elles ont toutes une amplitude nulle à l'instant t = 0).

4) une forme d'onde qui présente une symétrie demi-onde par rapport à un axe horizontal différent de l'axe zéro, a une composante continue égale à la tension indiquée par la hauteur de cet axe et n'a pas d'harmoniques paires.

METHODES D'ANALYSE DES ONDES NON SINUSOIDALES

Les concepts de réactance et de fréquence ne peuvent pas être appliqués directement aux ondes non sinusoïdales, comme nous l'avons fait précédemment pour les ondes sinusoïdales. Dans les cas d'ondes sinusoïdales, le courant passant dans une inductance ou une capacité, a une intensité égale au quotient de la tension appliquée par la réactance de l'élément considéré. En effet, nous savons que la réactance inductive est égale à 2 M fL, et la réactance capacitive à 1/2 M fC; dans ces expressions, la fréquence f est celle d'une tension parfaitement sinusoïdale. Si la tension alternative appliquée n'est pas sinusoïdale, ces formules perdent toute valeur et, l'intensité du courant traversant ces éléments ne peut plus être calculée en divisant la tension par la réactance.

Ainsi, pour déterminer les conditions qui s'établissent dans un circuit lorsque celui-ci est soumis à des tensions sinusoïdales, il faut recourir à d'autres méthodes. L'étude des idées de base nécessaires à la compréhension des formes d'onde non sinusoïdales, peut se faire selon deux méthodes différentes.

Dans l'une d'elles, nous avons déjà vu que l'on décompose l'onde en une série de composantes sinusoïdales, de fréquences différentes, la somme de ces séries d'ondes étant équivalente à l'onde non sinusoïdale. Cette méthode permet de conserver la notion d'impédance standard obtenue, en fonction de la fréquence, au moyen de la formule citée plus haut, puisque l'onde non sinusoïdale a été réduite en une somme d'ondes sinusoïdales.

L'autre méthode fait appel à la notion de réponse

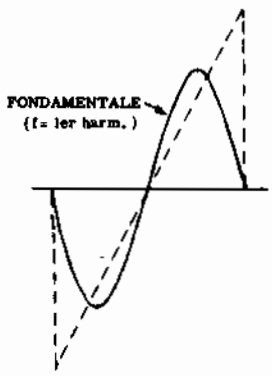


Fig. 11-A - Forme d'onde sinusoïdale fondamentale.

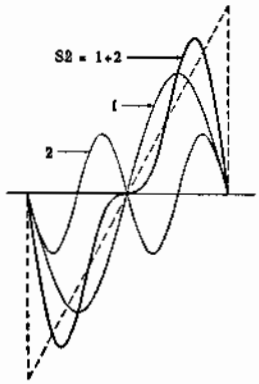


Fig. 11-B - Superposition de la deuxième harmonique.

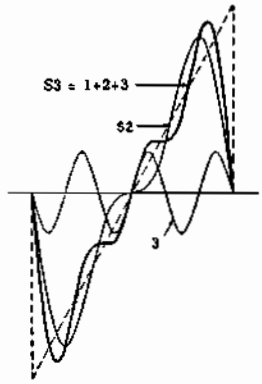


Fig. 11-C - Superposition de la troisième harmonique.

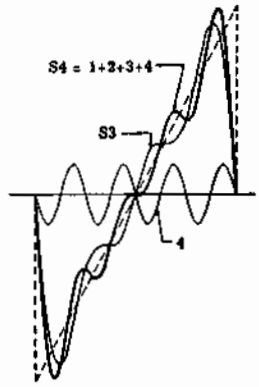


Fig. 11-D - Superposition de la quatrième harmonique.

aux signaux transitoires. Un **transitoire** est une onde non sinusoïdale qui se produit momentanément quand les conditions électriques d'un circuit varient. Par exemple, lorsqu'on ouvre ou qu'on ferme un interrupteur dans un circuit, il se produit une forme d'onde non sinusoïdale qui est appelée «transitoire». La méthode de la réponse aux transitoires permet d'obtenir des relations entre les courants et les tensions qui peuvent être appliquées directement aux ondes non sinusoïdales.

Il découle de ce qui précède que, outre les ondes périodiques, il existe un autre type d'onde non sinusoïdale, appelé onde apériodique, qui se produit à des intervalles irréguliers, parfois même une seule fois: ceci est justement le cas des transitoires. La **figure 10** représente deux exemples d'ondes apériodiques. L'amplitude de l'onde, mesurée dans le sens vertical (sur l'axe Y) est tracée en fonction du temps, mesuré dans le sens horizontal (sur l'axe X.)

L'axe horizontal (axe de temps) est généralement gradué en microsecondes, plutôt qu'en secondes. On utilise cette très petite unité parce que beaucoup de transitoires ne se produisent que pendant un temps très bref. L'axe Y est normalement gradué en unités de tension et de courant.

COMPOSITION D'UNE ONDE EN DENTS DE SCIE

Il résulte donc que n'importe quelle onde non sinusoïdale, qui se produit périodiquement, peut être construite en combinant une onde sinusoïdale de fréquence fondamentale avec d'autres ondes sinusoïdales ayant des fréquences harmoniques et, si nécessaire, en ajoutant une composante continue de valeur convenable. Chacune des différentes tensions sinusoïdales correspondant aux fréquences harmoniques de la fondamentale doivent avoir une phase et une amplitude déterminées. L'onde en dents de scie est construite en additionnant à une fondamentale sinusoïdale (**figure 11-A**) un certain nombre de fréquences harmoniques.

La somme de la fondamentale avec sa seconde harmonique est représentée sur la figure 11-B. La courbe résultante, S2, commence déjà à ressembler davantage à la dent de scie que la fondamentale seule (courbe 1). Les crêtes de la courbe S2 sont repoussées vers les côtés. La figure 11-C représente la courbe résultante, S3, obtenue en ajoutant la troisième harmonique à la fondamentale et à la seconde. Dans ce cas, les crêtes ont été encore repoussées davantage vers les côtés, et la forme générale commence à ressembler à une dent de scie.

Si nous continuons nos combinaisons, nous voyons que de la figure 11-D à la figure 11-H, les différentes formes d'onde sont obtenues en ajoutant chaque fois une harmonique de rang supérieur (d'amplitude toujours plus faible), ceci ressort d'ailleurs clairement des figures elles-mêmes. La courbe de la figure 11-H, qui contient les harmoniques jusqu'à la septième, est très voisine de la dent de scie (représentée en pointillé) et l'on comprend facilement que si l'on ajoutait d'autres harmoniques supérieures, on s'en rapprocherait toujours davantage. La reproduction exacte d'une dent de scie ne pourrait être obtenue qu'en combinant un nombre infini d'harmoniques (dont les amplitudes seraient naturellement décroissantes et tendraient vers zéro).

COMPOSITION D'UNE ONDE RECTANGULAIRE

Un autre type d'onde, couramment utilisée dans les circuits électroniques, est l'onde rectangulaire (représentée sur la figure 2). Cette onde est composée d'une fréquence fondamentale et d'un nombre infini de fréquences harmoniques. La forme d'onde en question présente la particularité suivante: les harmoniques paires (2ème, 4ème, 6ème...) sont d'amplitude égale à zéro, elles n'existent pas. Seules les harmoniques impaires (1ère, 3ème, 5ème...) sont contenues dans une onde rectangulaire.

La **figure 12-A** représente la courbe résultante, S3, obtenue en combinant la fondamentale et la troisième harmonique. Pour chaque cycle de la courbe 1 on a trois cycles de la courbe 3. La courbe résultante, S3, commence à se rapprocher d'une onde rectangulaire (courbe en pointillé). Dans la figure 12-B, on a ajouté

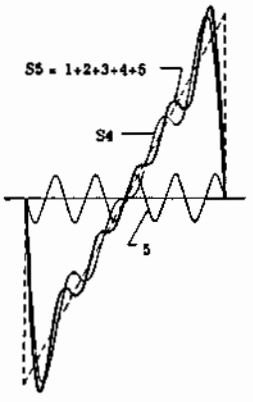


Fig. 11-E - Adjonction de la cinquième harmonique.

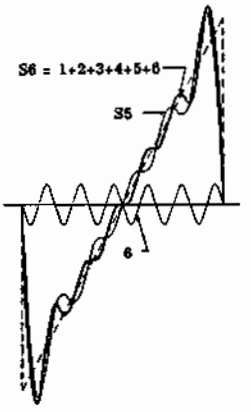


Fig. 11- F - Adjonction de la sixième harmonique.

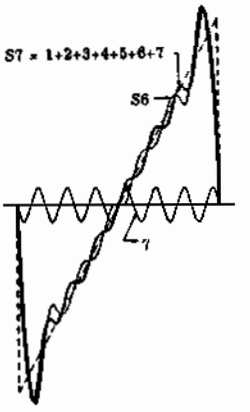


Fig. 11-G - Adjonction de la septième harmonique.

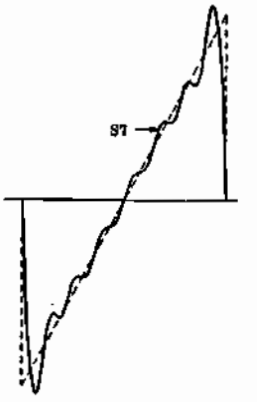


Fig. 11-H - Forme résultante de la dent de scie.

la 5ème harmonique à la fondamentale et à la troisième, ce qui nous donne encore une meilleure approximation. En **C** on a ajouté la septième harmonique. Là encore, plus on augmente le nombre des harmoniques ajoutées à la fondamentale, plus on se rapproche de la courbe idéale. Le nombre des harmoniques nécessaires pour obtenir une onde parfaitement rectangulaire devrait être infini, toutefois, étant donné que l'importance des harmoniques décroît lorsque leur rang augmente, on peut construire une onde rectangulaire se rapprochant sensiblement de la forme idéale en ne prenant que les dix premières harmoniques impaires.

Autres formes d'ondes - En combinant ensemble des ondes sinusoïdales d'amplitude, de fréquence et de phase convenable, on peut parvenir à produire n'importe quel type de forme d'onde nécessaire en Electronique.

EFFET DE LA BANDE PASSANTE SUR LES ONDES NON SINUSOIDALES

Lorsqu'on applique à l'entrée d'un circuit un signal non sinusoïdal, le nombre des harmoniques recueillis à la sortie dépend de la largeur de la bande passante de ce circuit. Nous savons qu'on appelle «bande passante» d'un circuit, la gamme des fréquences que le circuit considéré laisse passer pratiquement sans atténuation. Par exemple, étudions l'effet qu'un circuit dont la bande passante s'étend jusqu'à 3 kHz (du côté des fréquences élevées) peut avoir sur un signal rectangulaire dont la fréquence fondamentale est 1 000 Hz. Etant donné que le circuit en question ne peut transmettre que des fréquences inférieures à 3 000 Hz, nous retrouverons à la sortie la fondamentale et l'harmonique 3. Les harmoniques plus élevés seront très fortement atténués ou manqueront complètement.

C'est ainsi que dans ce cas, alors qu'une tension de forme rectangulaire a été appliquée à l'entrée du circuit, on recueille à sa sortie une tension de forme différente, fortement déformée, semblable à celle représentée sur la **figure 13-A.**

Si la largeur de la bande passante du circuit était portée à 7 kHz, le signal recueilli à la sortie comporterait le septième harmonique de la fondamentale et sa forme d'onde serait celle illustrée sur la figure 13-**B**. La distorsion du signal, bien qu'encore assez importante, est moins grande que celle introduite par le circuit à bande étroite de 3 kHz.

Si nous continuons à augmenter la largeur de la bande passante du circuit, — en particulier si nous étendons cette gamme vers les fréquences élevées — il passera un plus grand nombre d'harmoniques de la fondamentale et la forme du signal de sortie se rapprochera davantage de celle du signal appliqué à l'entrée. Une parfaite reproduction du signal d'entrée exigerait que le circuit ait une bande passante illimitée, ce qui est pratiquement impossible à obtenir, car tous les circuits, de quelque type qu'ils soient, ont inévitablement une limite à leur bande passante.

La largeur de la bande passante nécessaire pour transmettre correctement une forme d'onde non sinusoïdale dépend de deux facteurs principaux: primo, de l'importance des harmoniques dans leurs relations réciproques et, secundo, de la fonction que cette forme d'onde doit remplir dans le circuit.

Etant donné que l'amplitude des harmoniques diminue lorsque leur rang s'élève, il est évident que les harmoniques les plus élevées auront une influence beaucoup moins importante que celle dont la fréquence se rapproche de la fondamentale. C'est ainsi, par exemple, que la dixième harmonique a un effet beaucoup moins accentué que la seconde, en ce qui concerne la forme du signal; de même la centième harmonique est infiniment moins importante que la dixième, et ainsi de suite.

Il apparait donc que l'on peut obtenir une bonne reproduction de la forme d'onde en ne gardant qu'un nombre déterminé d'harmoniques de la fondamentale. L'effet des harmoniques d'ordre supérieur dépend de la composition de l'onde. Pour certaines formes d'onde, l'amplitude des harmoniques les plus élevées peut décroître très rapidement et, dans ce cas, il suffit d'une bande passante relativement étroite pour obtenir une bonne reproduction du signal. Par contre, pour d'au-

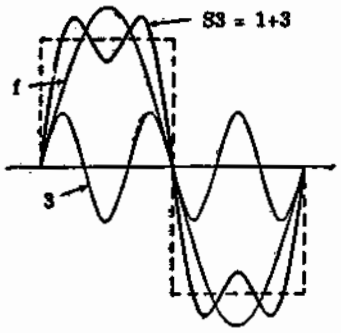


Fig. 12-A - Analyse de la composition d'une onde carrée. Superposition de la troisième harmonique à la fondamentale.

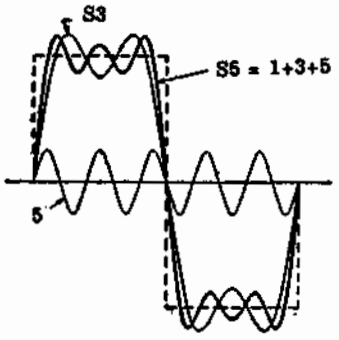


Fig. 12-B - Adjonction de la cinquième harmonique à la forme d'onde de la figure 12-A. La résultante se rapproche de la forme carrée.

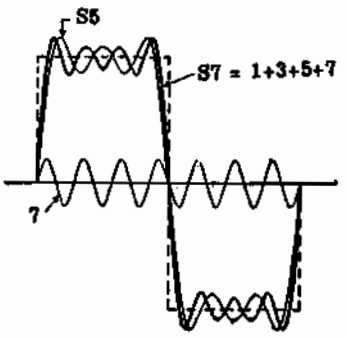


Fig. 12-C - Avec l'adjonction de la septième harmonique, la courbe résultante se rapproche encore davantage de la forme carrée.

tres formes d'onde, l'amplitude des harmoniques supérieurs ne décroît que très lentement et, pour obtenir une reproduction convenable du signal d'entrée, il faut alors un circuit à bande passante très large.

La largeur minimale de la bande passante requise dépend, en outre, de la fonction que le signal non sinusoïdal doit accomplir après son passage dans le circuit. En effet, lorsque la forme d'onde du signal peut être sensiblement altérée sans compromettre pour cela le bon fonctionnement de l'appareil tout entier, on peut se contenter d'une bande passante plus réduite. Par contre, si cette forme d'onde doit être nécessairement reproduite avec une très grande précision, il est indispensable que le circuit ait une bande passante beaucoup plus large.

BANDE PASSANTE POUR IMPULSION

Une **impulsion** a été définie comme étant une brusque augmentation suivie d'une chute rapide, d'une tension ou d'un courant. Les ondes carrées et rectangulaires (figure 2-A) sont des exemples d'impulsions; elles sont couramment utilisées dans de nombreux appareils électroniques, particulièrement dans les radars, en télévision, dans les instruments de mesure, etc...

Le **temps de montée** d'une impulsion, tr, est l'intervalle de temps nécessaire pour qu'une impulsion passe de 10 à 90 % de son amplitude (**figure 14**). La **durée** de l'impulsion, td, est l'intervalle de temps pendant lequel l'impulsion reste à sa valeur maximale. Le **temps de descente, tf**, est le temps nécessaire pour que l'impulsion voie son amplitude tomber du maximum à zéro. Ces différents temps tr, td, et tf, sont les «paramètres» qui servent à individualiser, avec la valeur de l'amplitude, un type d'impulsion déterminé. A ce sujet, rappelons que l'on désigne sous le nom de «paramètres» les grandeurs ou les propriétés caractéristiques qui se maintiennent constantes pendant l'étude d'un phénomène donné. La partie de l'impulsion qui correspond au temps tr, c'est-à-dire au temps de montée, s'appelle **front avant**; la partie correspondant au temps tf, temps de descente, est le **front arrière** de l'impulsion.

EFFET DES HARMONIQUES SUR LES TEMPS DE MONTEE ET DE DESCENTE

Dans la composition d'une onde rectangulaire, plus on ajoute d'harmoniques d'ordre supérieur, plus brefs deviennent les temps de montée et de descente. Ce phénomène se constate aisément sur les courbes des figures 12-A, B et C. Par exemple, en C, la courbe S7 a un temps de montée plus court que celui de la courbe S5. En B, on constate également que la courbe S5 a un temps de montée plus court que S3. En ajoutant d'autres harmoniques d'ordre supérieur à la courbe S7, nous pourrions obtenir d'autres courbes dont les temps de montée et de descente seraient encore plus courts. On voit donc que la forme de l'impulsion pendant le temps de montée et le temps de descente, c'est-à-dire la pente de ses fronts avant et arrière, dépend essentiellement de la limite supérieure de la bande passante du circuit dans lequel on fait passer l'impulsion. Si ce circuit amplifie mal les fréquences élevées, les harmoniques d'ordre supérieur sont très mal transmis (ou disparaissent complètement) et, en conséquence, les temps de montée et de descente s'allongent considérablement. On peut observer ce phénomène sur la figure **14-C**.

La **figure 14-A** représente un signal rectangulaire ayant des temps de montée et de descente finis. Les circuits réels modifient la forme de cette impulsion et, s'ils ont une bonne réponse aux fréquences les plus élevées, les angles de l'impulsion ne sont que légèrement arrondis (**figure 14-B**); les temps de montée et de descente ne sont pas très altérés, dans ce cas. Par contre, si le circuit amplifie mal les fréquences élevées, comme en C, les angles s'arrondissent considérablement, et les temps de montée et de descente s'allongent.

La règle suivante permet de déterminer quelle doit être la limite supérieure de la bande passante d'un circuit pour reproduire correctement une impulsion dont le temps de montee est tr:

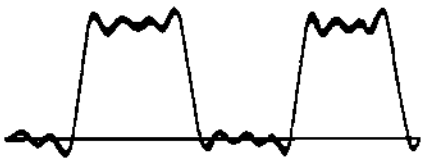


Fig. 13-A - Modification de la forme d'une onde carrée produite par l'atténuation des fréquences les plus élevées.

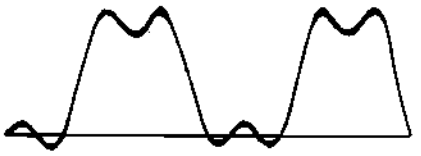


Fig. 13-B - En élargissant la bande passante, la forme d'onde de sortie s'améliore.

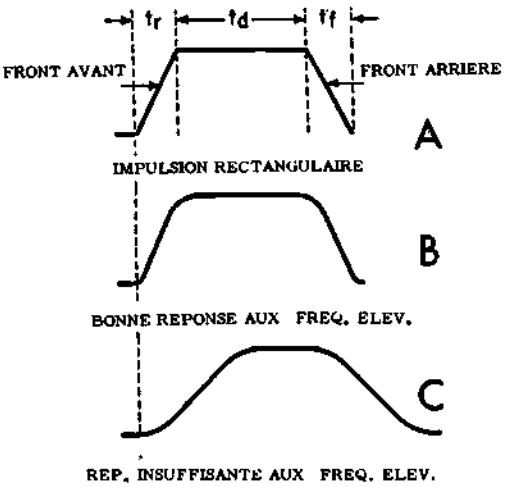


Fig. 14 - Composition d'une onde carrée (A) et effet de la courbe de réponse en fréquence sur la forme (B et C).

$$fH = \frac{1}{2\,tr}\ Hz$$

dans laquelle, tr est exprimé en secondes. La fréquence fH est appelée «réponse aux fréquences élevées» ou «limite supérieure de la bande passante». Cette formule s'applique, également, au front arrière de l'impulsion ayant un temps de descente égal à tf.

Supposons que nous devions transmettre une impulsion ayant un temps de montée de 0,5 microseconde, comme on en trouve dans les radars. La bande passante du circuit recevant cette impulsion devra s'étendre jusqu'à la fréquence de:

$$fH = \frac{1}{2\,tr} = \frac{1}{2\ (0{,}5 \times 10^{-6})} = 10^6\ Hz$$

soit $fH = 1 \times 10^6$. Hz = 1 MHz.

La limite supérieure de la bande passante d'un tel circuit devra donc être de 1 MHz pour reproduire correctement le front avant d'une impulsion dont le temps de montée est de 0,5 microseconde.

EFFET DES HARMONIQUES SUR LA DUREE D'UNE IMPULSION

La durée d'une impulsion, td, dépend de la réponse du circuit aux fréquences basses. La **figure 15** représente une onde rectangulaire transmise par un circuit ayant une réponse insuffisante aux fréquences basses. On remarque que les parties horizontales du signal sont fortement incurvées et que la courbe n'est pas rectiligne pendant la durée de l'impulsion. Pour obtenir une bonne reproduction de la forme d'onde il est donc essentiel d'avoir une bonne réponse, tant aux fréquences basses, qu'aux fréquences élevées. La limite inférieure de fréquence que le circuit doit laisser passer pour reproduire une impulsion peut se calculer au moyen de la formule:

$$fL = \frac{1}{Tf}\ .\ Hz$$

dans laquelle fL est exprimée en Hz et Tf est la période fondamentale, c'est-à-dire la durée d'une impulsion exprimée en secondes. En tenant compte du fait que l'inverse de la période fondamentale est la fréquence fondamentale, la formule peut s'écrire:

$$fL = f1$$

dans laquelle, f1 est la fréquence fondamentale de l'impulsion. Quand la limite inférieure de la bande passante d'un circuit est égale à la fréquence de l'impulsion, on obtient une réponse correcte; c'est ainsi qu'une impulsion dont la fréquence fondamentale est 1 000 Hz, nécessite, pour ne pas subir de distorsions, une limite inférieure de la bande passante de 1 000 Hz.

BANDE PASSANTE POUR SIGNAUX EN DENTS DE SCIE

Les règles établies ci-dessus pour les impulsions carrées ou rectangulaires, peuvent être étendues aux autres types d'ondes non sinusoïdales. Le principe fondamental est le suivant: la réponse aux fréquences élevées affecte la partie de la forme d'onde qui varie le plus rapidement (en amplitude), c'est-à-dire celle qui tend à être verticale; la réponse aux fréquences basses, par contre, affecte la partie de la forme d'onde se rapprochant de l'horizontale (c'est-à-dire celle où l'amplitude ne varie pas, ou varie très lentement dans le temps).

Ces règles peuvent être appliquées pour déterminer les effets des limites de la réponse aux fréquences basses et élevées sur une forme d'onde en dents de scie.

Le phénomène est représenté sur la **figure 16**.

Dans une dent de scie, la tension instantanée augmente progressivement jusqu'à atteindre la valeur maximale, puis décroît brusquement jusqu'à zéro. De ce qui précède, on peut déduire que la réponse aux fréquences basses affectera la partie ascendante de l'onde, tandis que la réponse aux fréquences élevées affectera

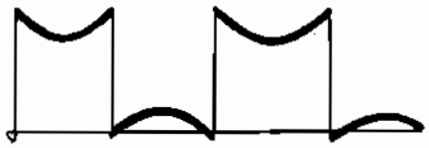
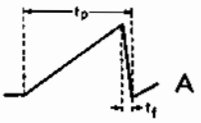


Fig. 15 - Forme d'onde d'un signal carré après son passage dans un circuit atténuant les fréquences basses.



A - Signal en dent de scie introduit dans le signal.

B - Forme résultant d'une réponse échéante aux basses fréquences.

C - Forme résultant d'une réponse échéante aux hautes fréquences.

Fig. 16 - Influence de la réponse en fréquence sur un signal en dent de scie (A). En (B), atténuation des fréquences basses, en (C) atténuation des fréquences élevées.

la partie descendante. La figure 16-B représente une telle tension en dents de scie après son passage dans un circuit atténuant les fréquences basses; on obtient cette forme d'onde en soustrayant de la forme idéale, la première la seconde la troisième harmonique. Par contre, si le circuit atténue les fréquences élevées, on obtiendra l'onde représentée sur la figure 16-C, dans laquelle on voit que la suppression des harmoniques supérieures produit une déformation de la partie descendante.

La largeur de la bande passante d'un circuit destiné à la transmission d'une tension en dents de scie doit être suffisante pour permettre, du côté des BF, le passage sans atténuation de la fondamentale et, du côté des fréquences élevées, le passage dans les mêmes conditions d'une fréquence égale à 1/2 tf, dans laquelle tf est le temps de descente du signal. Ces limites sont donc les mêmes que celles trouvées précédemment pour les impulsions.

Calculons la bande passante nécessaire pour transmettre une tension en dents de scie ayant une période fondamentale Tf = 1.000 microsecondes, et un temps de descente tf = 5 microsecondes.

La limite du côté des fréquences basses est donnée par:

$$fL = \frac{1}{Tf} = \frac{1}{1\,000 \times 10^{-6}} = 1\,000 \text{ Hz}$$

tandis que la limite du côté des fréquences élevées doit être de:

$$fH = \frac{1}{2\,tf} = \frac{1}{10 \times 10^{-6}} = 100 \text{ kHz}$$

La largeur de la bande passante devra donc être égale à fH — fL, soit 99 kHz.

TRANSFORMATION DES FORMES D'ONDE

Nous venons de voir que les circuits utilisés pour amplifier ou pour transmettre des signaux non sinusoïdaux, et particulièrement les formes d'onde ayant une allure du type géométrique, devaient satisfaire à certaines conditions concernant la largeur de leur bande passante.

Toutefois, les limites de celle-ci peuvent être plus restreintes, dans certains cas, lorsqu'il importe peu que le signal de sortie soit absolument identique à celui d'entrée, c'est-à-dire lorsqu'une certaine distorsion est tolérable.

Dans d'autres cas, on fait volontairement passer des impulsions dans des circuits qui en modifient les caractéristiques; en effet, il arrive fréquemment en électronique, que des signaux périodiques ayant une forme donnée, doivent être transformés en des signaux de formes différentes.

Jusqu'à présent, nous n'avons considéré que les réponses des circuits RLC (résistance, inductance, capacité) auxquels étaient appliquées des tensions positives ou négatives constantes, maintenues pendant un temps assez long, comparé à la constante de temps de ces circuits. Au contraire, si nous appliquons des signaux dont la période caractéristique est plus courte que la constante de temps du circuit, on peut obtenir une transformation importante entre le signal d'entrée et celui de sortie, tant en ce qui concerne la forme même du signal, que son amplitude.

Supposons que nous appliquions un signal de forme carrée à un circuit dont la constante de temps est égale au double de la période du signal. Dans un tel cas, au cours de l'alternance positive, la tension de sortie augmente progressivement d'un minimum à une certaine valeur qui ne peut pas atteindre l'amplitude du signal appliqué, puisque la constante de temps est trop longue. En effet, alors que la tension continue a croître dans le circuit, l'alternance négative survient et le signal de sortie commence à diminuer d'amplitude. Mais là encore, la tension ne pourra pas atteindre sa valeur négative maximale, toujours en raison de la forte constante de temps.

On conçoit donc qu'en choisissant convenablement la constante de temps du circuit, on puisse agir sur l'amplitude du signal de sortie.

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 88 et 89

N. 1 — Quelle est la différence entre les corps ferromagnétiques durs et les corps ferromagnétiques doux?

N. 2 — Dans l'enregistrement magnétique, qu'entend-t-on par polarisation ?

N. 3 — Comment se fait l'enregistrement magnétique ?

N. 4 — Existe-t-il une différence entre une tête d'enregistrement et une tête de lecture pour bandes magnétiques ?

N. 5 — Comment peut-on effacer un enregistrement magnétiques ?

N. 6 — Dans un magnétophone à ruban, quels sont les éléments qui déterminent la qualité de l'enregistrement ?

N. 7 — Pour quelle raison obtient-on une meilleure reproduction des fréquences élevées en augmentant la vitesse de défilement du ruban ?

N. 8 — Comment corrige-t-on la non linéarité de la courbe de réponse d'une tête d'enregistrement magnétique ?

N. 9 — Quelle est la fréquence généralement adoptée pour la tension de prémagnétisation et pour celle d'effacement ?

N. 10 — Quelle est la fonction de l'indicateur de niveau de modulation ?

N. 11 — Comment réussit - on à décomposer un signal périodique ayant une forme d'onde de type quelconque ?

N. 12 — Quels sont les différents types de symétrie que peut présenter une forme d'onde périodique ?

N. 13 — Les formules donnant la réactance inductive et la réactance capacitive sont-elles valables dans le cas d'un signal periodique quelconque traversant l'inductance ou le condensateur ?

N. 14 — Quelles sont les deux méthodes principales permettant de prévoir le comportement d'une forme d'onde non sinusoïdale à son passage dans un circuit électronique quelconque ?

N. 15 — Quels sont les types de formes d'ondes géométriques les plus utilisées en Electronique ?

N. 16 — Quels sont les harmoniques qui manquent dans une onde carrée ou rectangulaire ?

N. 17 — Comment définir le « temps de durée », le « temps de montée » et le « temps de descente » d'une impulsion ?

N. 18 — Quels sont les effets produits sur une impulsion par un circuit ayant une mauvaise réponse aux fréquences élevées ?

N. 19 — Quels sont les effets produits sur une impulsion par un circuit ayant une mauvaise réponse aux fréquences basses ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 691

N. 1 — Au circuit normal avec cathode à la masse, car l'émetteur joue le rôle d'une cathode.

N. 2 — A un transistor du type n-p-n. En effet, en raison des courants qui passent pendant la fabrication, dans la base du type p il se forme, en face des deux points de contact, deux zones de type n.

N. 3 — Parce que dans un transistor à pointe de contact, le facteur « alfa » est plus grand que l'unité.

N. 4 — C'est un transistor possédant deux sorties de base: l'une a la même fonction que celle d'un transistor triode, l'autre permet d'appliquer une tension limitant la zone parcourue par le courant, réduisant ainsi la capacité et le temps de transit.

N. 5 — Parce que, contrairement à ce qui se passe dans un tube, les variations de courant dans le circuit collecteur sont produites par des variations du courant de la base.

N. 6 — Parce que les impédances et les résistances du circuit sont beaucoup plus faibles que celle que l'on rencontre couramment avec les tubes. En utilisant des condensateurs de plus forte capacité on obtient les constantes de temps nécessaires.

N. 7 — Pour améliorer la réponse en fréquence et pour augmenter la stabilité (insensibilité aux variations de température).

N. 8 — Dans les cas où il faut adapter les impédances entre deux étages successifs.

N. 9 — Parce que la masse métallique de la pince absorbe la plus grande partie de la chaleur du fer à souder, l'empêchant ainsi de pénétrer dans le transistor et de l'endommager. (effet de shunt calorifique).

N. 10 — Parce que certains défauts, tels que oscillations parasites, bruit de fond, instabilité, etc... ne se manifestent que lorsque la température est élevée.

N. 11 — Dans le montage avec émetteur à la masse on a l'amplification maximale, un impédance d'entrée faible, une impédance de sortie assez élevée et un déphasage de 180° du signal. Le montage avec base à la masse donne une amplification de courant légèrement inférieure à l'unité, l'impédance d'entrée est très faible et celle de sortie très élevée, en outre, il ne se produit pas de déphasage du signal. Dans le montage avec collecteur à la masse est élevée et celle de sortie est basse, il ne produit pas de déphasage du signal.

N. 12 — Ce doit être un transformateur abaisseur. Ceci concerne naturellement le montage avec émetteur à la masse car, dans ce cas, l'impédance de sortie de l'étage précédent est élevée, tandis que l'impédance d'entrée de l'étage suivant est basse.

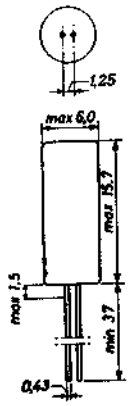
N. 13 — Parce qu'en procédant ainsi, les variations de la résistance interne, sous l'effet des changements de température, deviennent négligeables par rapport à la résistance totale du circuit de l'émetteur.

N. 14 — Parce qu'en raison de la faible impédance d'entrée du transistor qui suit le transformateur, on ne peut pas brancher entre la base et la masse un circuit accordé dont l'impédance est théoriquement infinie à la fréquence de résonance.

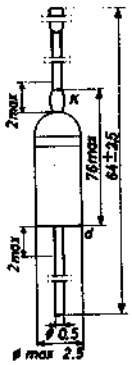
N. 15 — Un ou deux, selon que pour réaliser l'oscillateur local on utilise la réaction entre l'émetteur et la base du premier transistor, ou qu'on utilise, au contraire, un transistor oscillateur séparé. Dans le second cas on obtient une plus grande stabilité.

DIODES ZENER POUR COURANTS FAIBLES

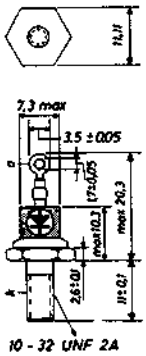
TYPES	Tension de ZENER V_Z pour I_Z = 1 mA			VALEURS A NE PAS DÉPASSER		Cotes (voir fig.)	REMARQUES
	min	moy	max	I_Z max (mA)	P_a max à 45 °C (mW)		
BZY 56	4,4	4,7	5	50	230	2	Miniatures 4,7 à 9 V, tolérance ± 5 % de la tension de ZENER nominale.
BZY 57	4,8	5,1	5,4	50	230	2	
BZY 58	5,3	5,6	6	50	230	2	
BZY 59	5,8	6,2	6,6	50	230	2	
BZY 60	6,4	6,8	7,2	50	230	2	
BZY 61	7,1	7,5	7,9	50	230	2	
BZY 62	7,7	8,2	8,7	50	230	2	
BZY 63	8,6	9,1	9,6	50	230	2	
BZY 64	3,3	4,3	5	50	230	2	Miniatures Tolérance ± 15 % environ sur la tension de ZENER nominale.
BZY 65	4,4	5,1	6	50	230	2	
BZY 66	5,3	6,2	7,2	50	230	2	
BZY 67	6,4	7,5	8,7	50	230	2	
BZY 68	7,7	9,1	10,6	50	230	2	
BZY 69	9,4	12	15	50	230	2	
BZZ 10	5,3	6	6,6	50	230	2	Miniatures 6 à 8 V, pour circuits de logiques machines à calculer, tolérance à ± 10 % environ.
BZZ 11	5,8	6,5	7,2	50	230	2	
BZZ 12	6,4	7,2	7,9	50	230	2	
BZZ 13	7,1	8	8,7	50	230	2	
OAZ 200	4,4	4,7	5	100	260	1	Stabilisateurs de tension pour courants faibles Tolérance de 5 % environ sur la tension de ZENER nom.
OAZ 201	4,8	5,1	5,4	100	260	1	
OAZ 202	5,3	5,6	6	100	260	1	
OAZ 203	5,8	6,2	6,6	100	260	1	
OAZ 204	6,4	6,8	7,2	100	260	1	
OAZ 205	7,1	7,5	7,9	100	260	1	
OAZ 206	7,7	8,2	8,7	100	260	1	
OAZ 207	8,6	9,1	9,6	100	260	1	
OAZ 208	3,3	4,3	5	100	260	1	Même série que OAZ 200 à 207, mais tolérance sur la tension ZENER de 15 % environ au lieu de 5 %.
OAZ 209	4,4	5,1	6	100	260	1	
OAZ 210	5,3	6,2	7,2	100	260	1	
OAZ 211	6,4	7,5	8,7	100	260	1	
OAZ 212	7,7	9,1	10,6	100	260	1	
OAZ 213	9,4	12	15	100	260	1	



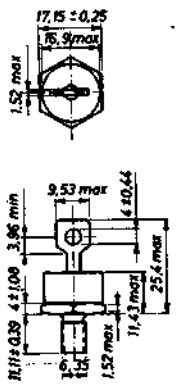
1



2



3



4

DIODES ZENER

DE PUISSANCE
POUR COURANTS MOYENS

TYPES	Tension de ZENER V_Z pour I_Z = 20 mA			VALEURS A NE PAS DÉPASSER		Cotes (voir fig.)	REMARQUES
	min	moy	max	I_Z max (mA)	P_C max à 45 °C (mW)		
BZY 74 (2)	5,3	6,2	7,2	500	1500	3	
BZY 75 (2)	6,4	7,5	8,7	500	1500	3	
BZY 76 (2)	7,7	9,1	10,6	500	1500	3	
BZY 94		5,5					
BZZ 14 (1)	5,3	5,6	6	500	1500	3	La tension de ZENER V_Z est donnée pour I_Z = 20 mA. Pour d'autres valeurs de courant, voir les courbes du manuel technique RT.
BZZ 15 (1)	5,8	6,2	6,6	500	1500	3	
BZZ 16 (1)	6,4	6,8	7,2	500	1500	3	
BZZ 17 (1)	7,1	7,5	7,9	500	1500	3	
BZZ 18 (1)	7,7	8,2	8,7	500	1500	3	
BZZ 19 (1)	8,6	9,1	9,6	500	1500	3	
BZZ 20 (1)	9,6	10,2	10,7	500	1500	3	Voir aussi l'aire de fonctionnement autorisé.
BZZ 21 (1)	10,4	11	11,6	500	1500	3	
BZZ 22 (1)	11,4	12	12,6	500	1500	3	
BZZ 23 (1)	12,4	13	14,1	500	1500	3	
BZZ 24 (1)	13,9	15	15,6	500	1500	3	
BZZ 25 (1)	15,4	16	17,1	500	1500	3	
BZZ 26 (1)	16,9	18	19,1	500	1500	3	
BZZ 27 (1)	18,9	20	21,2	500	1500	3	
BZZ 28 (1)	20,8	22	23,3	500	1500	3	
BZZ 29 (1)	22,7	24	25,9	500	1500	3	

(1) Tolérance 5 % (2) Tolérance 15 %

DIODES ZENER

DE PUISSANCE
POUR COURANTS FORTS

TYPES	Tension de ZENER V_Z (V)			pour I_Z (A)	VALEURS A NE PAS DÉPASSER		Cotes (voir fig.)	REMARQUES
	min	moy	max		I_Z max (A)	P_C max à T_{lb} 65 °C (W)		
BZY 91 - C 10	9,4	10	10,6	2	100	75	4	
BZY 91 - C 11	10,4	11	11,6	2	100	75	4	
BZY 91 - C 12	11,4	12	12,6	2	100	75	4	
BZY 91 - C 13	12,4	13	14,1	2	100	75	4	
BZY 91 - C 15	13,9	15	15,6	2	100	75	4	
BZY 91 - C 16	15,4	16	17,1	2	100	75	4	
BZY 91 - C 18	16,9	18	15,1	2	100	75	4	
BZY 91 - C 20	18,9	20	21,2	1	100	75	4	
BZY 91 - C 22	20,8	22	23,3	1	100	75	4	
BZY 91 - C 24	22,7	24	25,9	1	100	75	4	Tolérance de ± 5 % environ sur la tension de ZENER.
BZY 91 - C 27	25,1	27	28,9	1	100	75	4	
BZY 91 - C 30	28	30	32	1	100	75	4	
BZY 91 - C 33	31	33	35	1	100	75	4	
BZY 91 - C 36	34	36	38	1	100	75	4	
BZY 91 - C 39	37	39	41	0,5	100	75	4	
BZY 91 - C 43	40	43	45	0,5	100	75	4	
BZY 91 - C 47	44	47	50	0,5	100	75	4	
BZY 91 - C 51	48	51	54	0,5	100	75	4	
BZY 91 - C 56	53	56	60	0,5	100	75	4	
BZY 91 - C 62	58	62	66	0,5	100	75	4	
BZY 91 - C 68	64	68	72	0,5	100	75	4	
BZY 91 - C 75	71	75	79	0,5	100	75	4	

N. B. Sous le code BZY 91... ces diodes sont fournies avec la cathode réunie au boîtier ; sous le code BZY 91 R... elles sont fournies avec l'anode réunie au boîtier.

TRANSISTORS BASSE FRÉQUENCE

TYPE	NATURE	LIMITES ABSOLUES D'UTILISATION A 25° C					CARACTERISTIQUES MOYENNES A 25° C		
		Pc (m W)	Vcb (V)	Vce (V)	Ic (m A)	Tj (° C)	h 21 e Ic = 20 mA	h 21 e Ic = 100 mA	f α (MHz)
2 N 319	PNP. GE	240	30	20	200	85	33	30	2
2 N 320	PNP. GE	240	30	20	200	85	48	44	2,5
2 N 321	PNP. GE	240	30	20	200	85	80	70	3
2 N 322	PNP. GE	140	20	16	100	60	48		2
2 N 323	PNP. GE	140	20	16	100	60	70		2,5
2 N 324	PNP. GE	140	20	16	100	60	90		3
2 N 508	PNP. GE	140	20	16	100	60	125		3,5
2 N 524	PNP. GE	225	45	30	500	85	35	31	2
2 N 525 ★	PNP. GE	225	45	30	500	85	52	45	2,5
2 N 526 ★	PNP. GE	225	45	30	500	85	73	66	3
2 N 527 ★	PNP. GE	225	45	30	500	85	91	86	3,3

★ Existe en spécification MIL et CCT (FT 050 ; FT 036 ; FT 051)

TRANSISTORS MOYENNE FRÉQUENCE ET COMMUTATION

TYPE	NATURE	LIMITES ABSOLUES D'UTILISATION A 25° C					CARACTERISTIQUES MOYENNES A 25° C				
		Pc (m W)	Vcb (V)	Vce (V)	Ic (m A)	Tj (° C)	h 21 e	Ic(mA)		Ic(mA)	f α (MHz)
2 N 404	PNP. GE	150	25	24	100						4
2 N 404 A	PNP. GE	150	40	35	150						4
2 N 395	PNP. GE ●	150	30	15	200	85	60	10	> 10	200	4,5
2 N 396	PNP. GE ●	150	30	20	200	85	80	10	> 15	200	8
2 N 396 A ★	PNP. GE ●	200	30	20	200	85	> 30	10	> 15	200	5
2 N 397	PNP. GE ●	150	30	15	200	85	100	10	> 20	200	12
64 T 1	PNP. GE ●	150	30	20	200	85	85	10	> 32	200	8
65 T 1	PNP. GE ●	150	30	20	200	85	100	10	> 32	200	10
2 N 1305	PNP. GE	150	30		300		70	10	> 15	200	8
2 N 1307	PNP. GE	150	30		300		100	10	> 20	200	12
2 N 1309	PNP. GE	150	30		300		150	10	> 20	200	20
2 N 377	NPN. GE ●	150	25	20	200	100	40	30	> 20	200	6
2 N 388	NPN. GE ●	150	25	20	200	100	100	30	> 30	200	8
10 T 2	NPN. SI	150	30	30	25	165	18	10			20
11 T 2	NPN. SI	150	30	30	25	165	38	10			20
12 T 2	NPN. SI	150	30	30	25	165	130	10			20
2 N 337 ★★	NPN. SI ●	125	45	40	20	200	35	10			30
2 N 338 ★★	NPN. SI ●	125	45	40	20	200	75	10			45

★ Existe en spécification MIL et CCT (FT 033). ● Calculateur. ★★ Existe en spécification MIL.

TRANSISTORS DE MOYENNE PUISSANCE

TYPE	NATURE	LIMITES ABSOLUES D'UTILISATION A 25° C					CARACTERISTIQUES MOYENNES A 25° C		
		Pc (W) 25° boîtier	Pc (W) 100° boîtier	Vcb (V)	Vce (V)	Tj (° C)	h 21 e Ic = 0,2 A minimum	h 21 e Ic = 0,2 A maximum	f α (MHz)
2 N 2196	NPN. SI ■	15	10	80	60	175	30 *	90 *	15
2 N 2197	NPN. SI ■	15	10	80	60	175	75 *	200 *	15

* Mesure ou impulsions ■ Structure Mesa

TRANSISTORS DE PUISSANCE

TYPE	NATURE	LIMITES ABSOLUES D'UTILISATION A 25° C						CARACTERISTIQUES MOYENNES A 25° C				
		Pc		V_{CB}	V_{CE}	I_C	Tj	V_{CE} sat	h 21 E			
		AILETTE	(W)	(V)	(V)	(A)	(° C)	Ic:2A (V)	Ic (A)		Ic (A)	
146 T 1	PNP. GE	infinie	40	40	30*	3	85		0,5	42	1	30
147 T 1	PNP. GE	infinie	40	60	40*	3	85		0,5	42	1	30
2 N 441	PNP. GE	infinie	70	40	40	15	95		5	30	12	20
2 N 174	PNP. GE	infinie	70	80	55	15	95		5	38	12	20
2 N 1208	NPN. SI ■	infinie	85	60	60*	5	185		2	2	30	
2 N 1209	NPN. SI ■	infinie	85	45	45*	5	185		2	2	40	
2 N 1616	NPN. SI ■	infinie	85	60	60	5	185	0,5	2	2	45	
2 N 1618	NPN. SI ■	infinie	85	100	100	5	185	0,5	2	30		
2 N 1724	NPN. SI ■	infinie	100	120	80	5	175	< 1	2	> 20		
2 N 1724 A	NPN. SI ■	infinie	100	180	120	5	175	< 0,6	2	> 30	5	> 20

■ Structure Mesa, commutation rapide * Valeur maximum

TRANSISTORS A STRUCTURE PLANAR PASSIVEE

TYPE	NATURE	LIMITES ABSOLUES D'UTILISATION A 25° C					CARACTERISTIQUES MOYENNES A 25° C				
		Pc	V_{CB}	$V_{CE}R$*	Ic	Tj	h 21 E		V_{CE} Sat		F t
		(m W)	(V)	(V)	(m A)	(° C)		Ic(mA)	V	Ic(mA)	(MHz)
2 N 696	NPN. SI	600	60	40		175	40	150	1,5 max	150	80
2 N 697	NPN. SI	600	60	40		175	80	150	1,5 max	150	100
2 N 698	NPN. SI	800	120	80		175	40	150	5 max	150	90
2 N 699	NPN. SI	600	120	80		175	80	150	5 max	150	120
2 N 1420	NPN. SI	600	60	30		175	100	150	1,5 max	150	
2 N 1420 A	NPN. SI	800	60	40		175	100 min	150	1,5 max	150	
2 N 1613	NPN. SI	800	75	50		200	80	150	1,5 max	150	100
2 N 1711	NPN. SI	800	75	50		200	200	150	1,5 max	150	
2 N 1889	NPN. SI	800	100	80		200	40 min	150	5 max	150	
2 N 1890	NPN. SI	800	100	80		200	40 min	150	5 max	150	
2 N 1893	NPN. SI	800	120	100		200	80	150	5 max	150	70
2 N 1990	NPN. SI	600	100			150	20 min	30	0,5 max	2	
2 N 2192 A	NPN. SI ■	800	60	40	1000	200	200	150	0,16	50	100
2 N 2193 A	NPN. SI ■	800	80	50	1000	200	80	150	0,16	150	100
2 N 2194 A	NPN. SI ■	800	60	40	1000	200	40	150	0,16	150	80
2 N 2195 A	NPN. SI ■	600	45	25	1000	200	40	150	0,16	150	80
2 N 706	NPN. SI ■	300	25	20		175	20 min	10	0,6 max	10	200
2 N 706 A	NPN. SI ■	300	25	20		175	40	10	0,6 max	10	200
2 N 708	NPN. SI ■ ●	360	40	20		200	70	10	0,4 max	10	300
2 N 753	NPN. SI ■	300	25	20		200	80	10	0,6 max	10	200
2 N 834	NPN. SI ■	300	40		200	175	25 min	10	0,25 max	10	350
2 N 914	NPN. SI ■ ●	360	40	20		200	75	10	0,7 max	200	300
2 N 918	NPN. SI ■	200	30	15		200	20 min	3	0,4 max	10	900

■ Couche épitaxiale. * $R_{BE} = 10\ \Omega$ ● Dispositifs développés sous contrat S.T.T.A.

DIODES SOUS CARTOUCHE CÉRAMIQUE

TYPE	SUR CHARGE RESISTIVE A 25° C		I. dir. max. à 100 °C (mA)	Chute de tension directe pour l'intensité nominale (V)	Courant inverse à 25 °C (µA)
	U inverse de crête (V)	I. dir. max. (mA)			
SBA 5 L	1500	150	100	15	25
SBA 8 L	2400	150	80	24	25
SBA 10 L	3000	150	80	15	25
SBA 12 L	3600	150	80	18	25
SBA 16 L	4800	150	80	24	25
SBA 20 L	6000	65 à 75 °C		30	25

Equivalences US : SBA 5 L = 1 N 1133. SBA 8 L = 1 N 1137. SBA 12 L = 1 N 1140. SBA 16 L = 1 N 1142. SBA 20 L = 1 N 1143 A.

DIODES A JONCTION AU SILICIUM

TYPE	U inv. max. de crête non recurrent (V)	U inv. de crête max. admi. recurrent (V)	U eff. max. admissible (V)	I inv. max. moyen redr. de 1 altern. (μA)	TA	VALEUR MAX. du COUR. REDRES. en FONCT. de TA 25° C (mA)	30° C (mA)	50° C (mA)	85° C (A)	100° C (mA)	135° C (mA)	150° C (mA)	I surch. accid. max. durée 10 ms (A)	chute de tens. moy. en redr. 1 alter. (V)	Id (ma)
60 J 2 à	70	200	140	65	100°	400				150			2,5 (1s.)	1,25	400
66 J 2	720	600	425	50	100°	400				150			2,5 (1s.)	1,25	400
1 N 645 ● à	270	200	210	15	100°	400						150	3 (1s.)	1	400
1 N 649 ●	720	600	420	25	100°	400						150	3 (1s.)	1	400
10 J 2 à		50	35	300	100°	500				300			5	0,5	300
18 J 2		800	560	300	100°	300				150			5	0,5	150
1 N 536 à	100	50	35	400	150°			750		500		250	15	0,5	250
1 N 540 ★	600	400	280	300	150°			750		500	320	250	15	0,5	250
1 N 547 ★	800	600	420	300	150°			750		500	320	250	15	0,5	250
1 N 1095	700	500	350	300	150°		750	675		430	250		15	0,5	250
1 N 1096	800	600	420	300	150°		750	640		390	150		15	0,5	250
1 N 1115 à	200	100	70	400	150°				1,5*			600*	15	0,65	600
1 N 1120	800	600	420	300	150°				1,5**		600*		15	0,65	600

● TA : De — 65 à + 150° C.

★ Existe en spécification MIL. - 1 N 538 : Existe en spécification MIL. * Température du boîtier. ** A 70° boîtier.

PHOTODIODES PLANAR

TYPE	Tension maximale de fonctionnement (V)	CARACTERISTIQUES : V = + 24 V		
		I obscurité max. à 25° C (μ A)	I obscurité nominale à 25° C (μ A)	Sensibilité nominale à 2.500 Lux (μ A/Lux)
30 F 2	40	0,1	0,02	0,01 *
31 F 2	40	0,1	0,02	0,02
32 F 2	40	0,1	0,02	0,05
33 F 2	40	0,1	0,02	0,09
34 F 2	40	0,1	0,02	0,16
35 F 2	40	0,1	0,02	0,1 **

* à 10.000 Lux. ** à 500 Lux.

CRISTAUX DÉTECTEURS POUR HYPERFRÉQUENCES

TYPE	Equivalence USA	Polarité	Fréquence d'utilisat. (MHz)	Pertes de conversion max. (dB)	Rapport de température de bruit max	Ener. de l'imp. d'ess. de surcharge (Erg)	Taux. ondes stat. mini. à 3.060 MHz	Taux. ondes stat. mini. à 9375 MHz	Impédance MF (Ω)
TH 8021 B	1 N 21 BR	Inverse	3.000	6,5	2	2	0,5		200 à 800
TH 8121 B	1 N 21 B	USA	3.000	6,5	2	2	0,5		200 à 800
TH 8021 C	1 N 21 CR	Inverse	3.000	5,5	1,5	2	0,5		200 à 800
TH 8121 C	1 N 21 C	USA	3.000	5,5	1,5	2	0,5		200 à 800
TH 8023 B	1 N 23 BR	Inverse	10.000	6,5	2,7	1		0,5	200 à 600
TH 8123 B	1 N 23 B	USA	10.000	6,5	2,7	1		0,5	200 à 600
TH 8023 C	1 N 23 CR	Inverse	10.000	6	2	1		0,7	200 à 500
TH 8123 C	1 N 23 C	USA	10.000	6	2	1		0,7	200 à 500
TH 8023 E	1 N 23 WER	Inverse	10.000	6 max.	1,4 max.	1		0,7	335 à 465
TH 8123 E	1 N 23 WE	USA	10.000	6 max	1,4 max.	1		0,7	335 à 465

Leçon n° 91

LE TUBE A RAYONS CATHODIQUES

En 1898, alors que le tube thermoïonique n'était pas encore connu, le physicien Karl F. Braun, inventa un type particulier de tube.

La construction en était relativement simple, comme le montre schématiquement la **figure 1**. On trouvait, tout d'abord, une électrode métallique (K), placée à une extrémité d'un tube de verre et munie d'une connexion aboutissant à l'extérieur de la paroi de verre. Une deuxième électrode métallique (A), servant d'anode, était également placée à l'intérieur du tube, à une certaine distance de la première, le long de l'axe. Cette électrode était également munie d'une connexion passant à travers la paroi de verre et permettant sa liaison avec un circuit électrique extérieur. L'ampoule de verre comportait deux parties, la première plus étroite, formant le col et l'autre, de plus grand diamètre formant le bulbe. Vers le milieu de l'ampoule, à la fin du col, était placé un diaphragme, une plaque circulaire percée d'un trou en son centre: ce diaphragme (B) terminait le col du tube et son diamètre était égal à celui du col auquel il s'adaptait parfaitement. Une dernière électrode (S) isolée, sur laquelle on avait déposé une mince couche d'une substance chimique spéciale, était placée à l'autre extrémité du tube et s'appuyait sur la partie plate du bulbe. Cette dernière électrode était l'écran.

Un vide poussé était fait dans l'ampoule et entre la cathode (K) et l'anode (A) on appliquait une très forte différence de potentiel, d'environ 50 000 volts; l'anode étant reliée au pôle positif de la source de tension. Cette forte différence de potentiel entre ces deux électrodes avait pour conséquence de provoquer l'extraction forcée de **charges négatives** de la cathode et le déplacement rapide de ces charges vers l'écran. A l'époque où ce tube fut inventé, l'identification des charges négatives émises par la cathode était encore douteuse, on ne pouvait affirmer qu'il s'agissait effectivement d'électrons. On était toutefois certain que ces particules cathodique portaient des charges négatives et qu'elles pouvaient être extraites d'un métal au moyen d'un fort champ électrique. Ce ne fut que plusieurs années après les premières expériences de Braun que ces charges négatives furent identifiées comme étant réellement des électrons. Ces particules cathodiques, comme on les appelait alors, donnèrent son nom au tube de Braun, que l'on appela «tube à rayons cathodiques».

Les charges électriques détachées de la cathode se dirigeaient vers l'avant du tube avec une vitesse relativement élevée, sous l'effet du champ électrique produit par la forte différence de potentiel existant entre la cathode et l'anode. Ces charges partent des divers points de la surface de la cathode, mais en raison de la présence du diaphragme, la plupart d'entre elles sont arrêtées par la plaque métallique, percée seulement d'un petit trou. Toutefois, un nombre suffisant de ces particules passe par ce trou et continue le trajet jusqu'à l'écran, formant ainsi un faible courant. La présence de ces particules dans le tube, et leur arrivée sur l'écran étaient décelées par une luminescence nettement visible autour du point de cet écran qui était directement frappé par le faisceau des charges électriques. Ce phénomène est connu sous le nom de « fluorescence ».

Ce tube constituait un moyen de mettre en évidence le déplacement d'un rayon cathodique sous l'effet de champs d'induction magnétique ou électrostatique.

La nécessité d'appliquer une tension très élevée sur l'anode du tube de Braun, pour extraire les électrons de la cathode, impose pourtant de nombreuses et de sérieuses restrictions à l'utilité de ce dispositif. En effet, la haute tension anodique appliquée au tube donnait une très grande vitesse aux électrons constituant le rayon cathodique, ceci était un sérieux inconvénient car, les amplificateurs à tubes étant alors inconnus, seuls des tensions et des courants de valeurs très élevées pouvaient produire les champs d'induction magnétique et électrostatique suffisant pour dévier le rayon, ce qui réduisait considérablement le domaine d'application d'un tel dispositif.

Parmi les différents moyens utilisés pour créer un champ électrostatique, il faut citer le système constitué par une paire de plaques métalliques parallèles, entre lesquelles on applique une forte différence de potentiel. Ces plaques étaient disposées sur les deux côtés opposés du tube de verre, le long du parcours compris entre le diaphragme et l'écran. De même, on pouvait obtenir un champ électromagnétique au moyen de deux enroulements bobinés à plat, reliés en série et parcourus par un courant d'intensité suffisante. Chacun de ces enroulements était placé d'un côté du tube de telle sorte que les deux champs produits s'ajoutent mutuellement.

En 1921, J.B. Johnson inventa un nouveau type de tube qui prit son nom. Tout comme le tube de Braun, le tube de Johnson était constitué par une enveloppe de verre, en forme d'entonnoir, comportant un col étroit s'élargissant ensuite pour se terminer par une surfa-

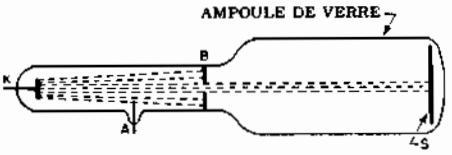


Fig. 1 - Le tube inventé par Braun peut être considéré comme l'ancêtre des tubes à rayons cathodiques modernes. Il fallait appliquer une tension très élevée entre les électrodes K et A pour produire le faisceau électronique qui, après avoir traversé le diaphragme B par un petit trou percé en son centre, venait frapper l'écran S et provoquait sa fluorescence.

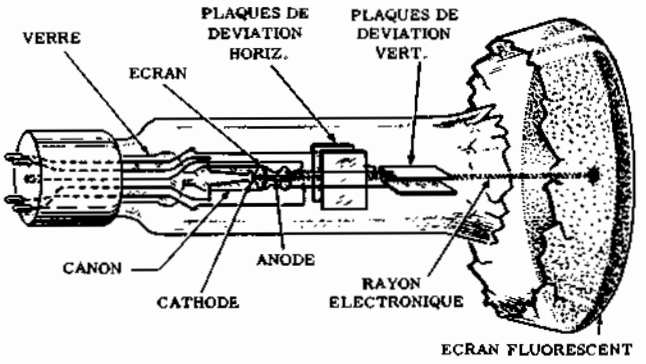


Fig. 2 - L'émission électronique produite au moyen d'une cathode incandescente constitua le principal perfectionnement apporté par le tube de Johnson représenté ici.

ce plane. Dans la partie étroite du tube, le col, était placé le filament que l'on pouvait porter à l'incandescence en lui appliquant un courant fourni par une batterie extérieure. Sous l'effet de la température élevée, une émission électronique se produisait, tout comme dans un tube thermoïonique. Immédiatement au dessus de la partie active du filament se trouvait un écran, dans lequel était percé un petit trou, et une anode cylindrique. Tous ces éléments, c'est-à-dire le filament, l'écran et l'anode étaient fixés à un support en verre. L'anode était portée à une tension positive de 300 volts, par rapport au filament, au moyen d'une source extérieure de courant continu, ce qui avait pour effet d'attirer les électrons. Ceux d'entre eux qui réussissaient à passer par la petite ouverture pratiquée dans l'écran, traversaient ensuite le petit cylindre formant l'anode, puis entraient dans la partie évasée du tube et se dirigeaient vers l'écran disposé sur l'extrémité plane de la verrerie. Cet écran était constitué par une mince couche de substance fluorescente appliquée sur la surface interne du verre. La fluorescence produite par les électrons lors de leur impact sur cet écran était visible de l'extérieur, à travers la paroi transparente du fond du tube.

Ce tube présentait d'énormes avantages sur le modèle de Braun; en effet, étant donné que l'émission des électrons était due à l'incandescence du filament, il n'était plus nécessaire de porter l'anode à une tension extrêmement élevée. La tension positive appliquée à l'anode avait seulement pour but d'**accélérer** le mouvement des électrons, en n'en captant qu'une très petite quantité, et de leur communiquer une vitesse suffisante pour donner naissance à un rayon susceptible d'atteindre l'écran et d'en provoquer la fluorescence.

Par la suite, on plaça deux paires de plaques métalliques, parallèles deux à deux, placées à angle droit sur le trajet du rayon cathodique. Elles avaient pour fonction de provoquer la déviation ou « déflexion » du faisceau d'électrons: ces paires de plaques étaient placées l'une à la suite de l'autre, de telle sorte que le rayon cathodique, dans sa direction normale, passe exactement au milieu de l'espace laissé entre elles.

L'adoption de cette déviation électrostatique constitua un remarquable progrès dans la voie de l'utilisation pratique du tube à rayons cathodiques. Le tube de Johnson fut, ainsi, le premier à comporter **deux paires** de plaques de déviation pour dévier le faisceau cathodique et à adopter ce dispositif comme partie indispensable de ce genre de tube. Les plaques de déviation étaient disposées en deux paires, perpendiculaires pour permettre la déviation du rayon dans deux directions orthogonales.

Outre l'intérêt de ne nécessiter qu'une faible tension anodique pour son fonctionnement, le tube de Johnson n'avait également besoin que d'une intensité de champ électrostatique bien plus faible pour obtenir une importante déviation du faisceau, ceci grâce à la moins grande vitesse des électrons. Cette innovation permit une augmentation importante de la sensibilité. En outre, des améliorations successives de la substance utilisée pour le revêtement fluorescent permirent l'obtention d'images plus brillantes et plus nettes. Par la suite, certains perfectionnements apportés à la structure des divers éléments, concernant la distance entre les électrodes des plaques de déviation, accrûrent encore cette sensibilité et il fût possible de réaliser des déviations plus importantes avec des différences de potentiel plus faibles.

Pourtant, le faisceau électronique ne pouvait suivre rapidement les variations de la tension appliquée aux plaques de déviation, en raison de la présence d'ions gazeux qui rendaient le faisceau relativement plus « lourd ». Il en résultait une fréquence de déviation maximale de l'ordre de 100 000 Hz. Cette limite était trop basse pour répondre aux exigences de l'Electronique en perpétuel développement: en effet, dès cette époque, il existait des appareils fonctionnant sur des hautes fréquences. Les avantages de ce tube sur celui de Braun (dont la fréquence de déviation maximale n'était que de 50 à 100 Hz) n'étaient plus suffisants.

La **figure 3** représente le tube à rayons cathodiques sous son aspect actuel; il peut être comparé au tube de Johnson en ce sens qu'il utilise également la déviation électrostatique. En effet, pendant longtemps, ce fut le

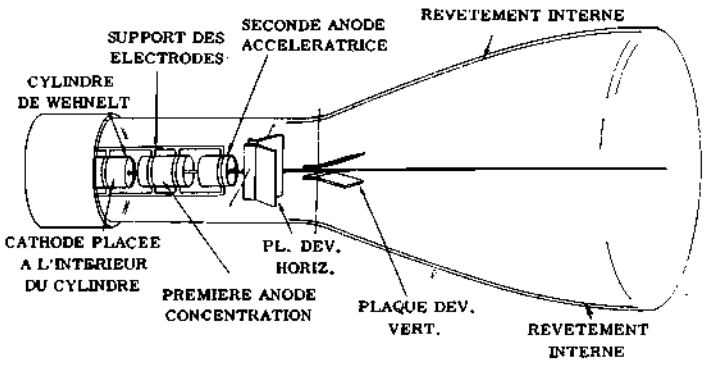


Fig. 3 - D'autres perfectionnements apportés au tube de Johnson donnèrent naissance au tube actuel, représenté ici avec ses diverses électrodes.

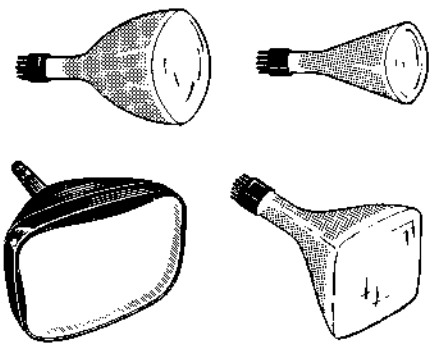


Fig. 4 - Les tubes cathodiques peuvent être de dimensions variées, mais ont l'aspect général illustré dans la figure ci-dessus.

seul système de déviation employé pratiquement; ce n'est que plus tard, principalement en raison des besoins particuliers de la Télévision, que l'autre procédé, basé sur l'influence d'un champ d'induction magnétique sur les rayons cathodiques, fut mis en application. Nous ne nous occuperons que de la déviation électrostatique.

Comme on le voit sur la figure 3, le tube à rayons cathodiques moderne est un peu plus compliqué que celui de Johnson; divers perfectionnements ont été apportés permettant une amélioration des performances et une plus vaste étendue d'applications. Il comporte toujours une enveloppe de verre dans laquelle on a fait un vide très poussé pour éliminer toute trace de gaz résiduel; l'émission électronique se fait à partir d'une cathode à chauffage indirect. La concentration du rayon cathodique, dont l'objet est de produire sur l'écran un point lumineux de très petite dimension, est plus facile que dans les modèles précédents. Par dessus tout, ce tube est d'un fonctionnement beaucoup plus stable et permet de travailler sur des fréquences plus élevées. Comparé au tube de Johnson, le tube cathodique moderne est un peu moins sensible; toutefois, ceci ne présente que peu d'inconvénients étant donné que les amplificateurs que l'on sait réaliser de nos jours — grâce aux tubes (et aux transistors) — permettent d'obtenir la sensibilité nécessaire, adaptée aux diverses exigences de l'utilisateur.

Nous avons dit, plus haut, que la source de l'émission électronique était constituée par une cathode chauffée directement ou indirectement. Plusieurs électrodes cylindriques, portées à des potentiels divers (tensions continues), commandent l'intensité du faisceau électronique, son accélération et sa concentration en un point bien défini de la surface de l'écran spot. Cet écran fluorescent est formé d'une mince couche d'une substance spéciale appliquée sur la surface plane de l'extrémité du tube opposée à la cathode, comme dans le type créé par Johnson.

Les électrodes, placées à l'intérieur du col du tube, pour la déviation électrostatique, agissent sur un espace traversé par les électrons, après que ceux-ci aient été réunis en un faisceau ou « rayon » sous l'effet des tensions appliquées aux différentes électrodes.

Le tube illustré sur la figure 3 n'est qu'un exemple choisi parmi les divers types existant: il en est d'autres plus ou moins longs, ayant des écrans de diamètres différents; d'autres encore, utilisent la déflexion électromagnétique. La **figure 4** représente quatre modèles courants que nous décrirons en détail par la suite; on voit, néanmoins que leur forme et leur aspect général sont à peu près semblables.

IMPORTANCE DU TUBE A RAYONS CATHODIQUES

L'importance du tube à rayons cathodiques dans l'Electronique moderne tient au nombre élevé des utilisations qu'il y trouve; nous en avons déjà signalées certaines que nous résumons ci-dessous:

1°) Le tube à rayons cathodiques permet de reproduire, d'une manière directement visible, les variations d'intensité d'un champ électrostatique, rendant ainsi optiquement perceptible **les variations instantanées de la tension** donnant naissance à ce champ. En d'autres termes, il permet de **voir** la forme d'onde d'un courant.

2°) Il offre la possibilité de reproduire, d'une façon visible, les variations d'intensité d'un champ d'induction magnétique, rendant ainsi optiquement perceptible **les variations instantanées du courant** donnant naissance à ce champ. Dans ce cas, il permet de voir la forme d'onde.

3°) Le rayon électronique étant capable de suivre fidèlement les variations d'intensité d'un champ produit par des fréquences comprises entre 0 et 10 000 MHz, il nous donne la possibilité de voir l'allure de ces tensions, des transitoires ou des impulsions, dans cette vaste gamme des fréquences citées ci-dessus.

4°) On peut commander facilement l'intensité de la fluorescence de l'écran, c'est-à-dire la luminosité du point, depuis zéro jusqu'à une valeur maximale dépendant du tube utilisé.

5°) Il offre la possibilité de déplacer à volonté la

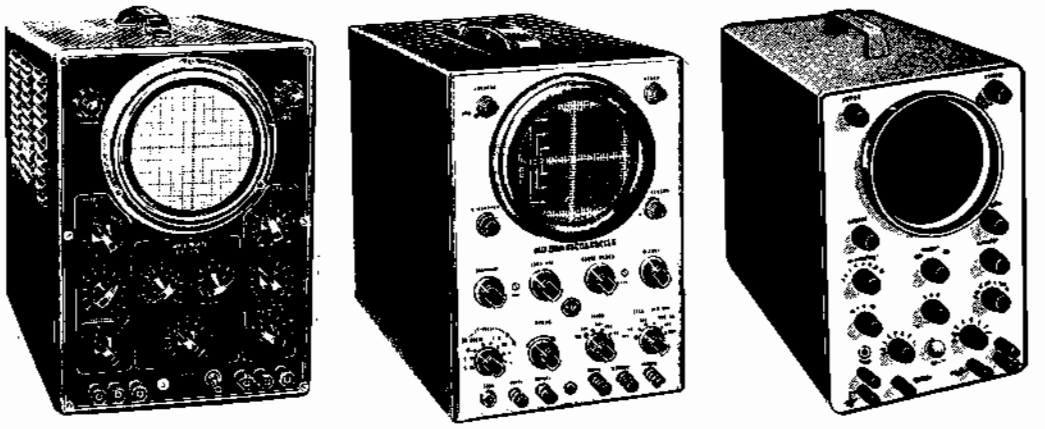


Fig. 5 - Le tube à rayons cathodiques, associé à divers circuits électriques, est employé pour l'observation de phènomènes très différents; les appareils représentés ici sont des oscilloscopes du commerce.

position du spot lumineux en n'importe quel point de l'écran, en modifiant le champ de déflexion, dont les caractéristiques peuvent être déterminées à l'avance. On peut ainsi choisir le point de l'écran frappé par le faisceau électronique et reproduire n'importe quelle forme d'onde désirée.

En considérant l'ensemble de toutes ces possibilités, on comprendra aisément que le tube à rayons cathodiques est un indicateur idéal qui, utilisé conjointement à d'autres appareils, peut fournir une grande variété d'informations par l'examen visuel des signaux. Le type d'information fournie est fonction des caractéristiques des appareils qui lui sont joints à cet effet. Les champs électrostatiques ou électromagnétiques auxquels on a recours pour la déviation des rayons cathodiques, ne sont que des moyens pour atteindre le but désiré.

N'importe quelle caractéristique se rapportant à une grandeur périodique, comme la phase, la fréquence, l'amplitude, la durée, la contenu harmonique et d'autres encore, peut être facilement relevée de sorte que le phénomène à observer produise un champ électrostatique ou électromagnétique susceptible de dévier le faisceau des électrons.

En Electronique, il est souvent nécessaire de pouvoir mesurer la durée d'un phénomène très rapide. Le tube à rayons cathodiques représente le moyen idéal pour arriver à ce résultat grâce à la réponse pratiquement sans inertie du faisceau. Plus l'intervalle de temps considéré sera court — de l'ordre de quelques microsecondes, ou même d'une fraction seulement de cette unité de temps — et plus l'importance du tube cathodique, en tant qu'instrument de mesure, apparaîtra nettement, en comparaison des autres moyens disponibles.

Nous mettrons également en relief que la possibilité de dévier le faisceau vers n'importe quel point de l'écran et de commander sa luminosité par l'application de tensions déterminées, sont à la base de la technique moderne de la Télévision. En effet, l'image que l'on voit sur l'écran du téléviseur est dessinée par un point lumineux qui se déplace, en changeant en même temps d'intensité, pour reconstituer chaque élément de l'image originale transmise sur les ondes.

UTILISATION DU TUBE A RAYONS CATHODIQUES

Le tube à rayons cathodiques ne peut être utilisé seul; il est indispensable de lui adjoindre des circuits spéciaux nécessaires à son fonctionnement et, souvent même, d'autres appareils auxiliaires.

L'image visible sur l'écran est une fonction des circuits auxiliaires et des signaux appliqués à l'entrée. L'interprétation des résultats obtenus, des figures reproduites, doit se faire en fonction des caractéristiques des circuits ayant permis de l'obtenir: en d'autres termes, dans de nombreux appareils électroniques, on utilise des tubes à rayons cathodiques ayant les mêmes dimensions et les mêmes caractéristiques générales, et pourtant chacun d'eux fournit des données différentes en rapport aux divers circuits ou appareils auxquels il est relié.

Il est également possible de trouver des tubes ayant des dimensions ou des caractéristiques électriques différentes et qui accomplissent la même fonction, car les circuits auxquels ils sont reliés sont identiques et conçus pour le même but. Pour cette raison, il est fréquent de rencontrer pour un même genre d'utilisation des tubes ayant des dimensions d'écran différentes.

Du point de vue de leurs application, les tubes à rayons cathodiques peuvent être rangés dans deux catégories principales: les tubes pour instruments de mesure et les tubes pour la reproduction des images de Télévision.

Tous les instruments de mesure comportant un tube à rayons cathodiques sont appelés « oscilloscopes » ou « oscillographes à rayons cathodiques ». Dans ces instruments, dont la **figure 5** montre trois modèles différents, le tube à rayons cathodiques constitue l'élément qui reproduit le phénomène électrique à examiner. On peut étudier les différents aspects d'un phénomène selon les caractéristiques de l'appareillage utilisé en liaison avec le tube lui-même, ou celles des circuits sur lesquels ces mesures sont effectuées. En pratique, on

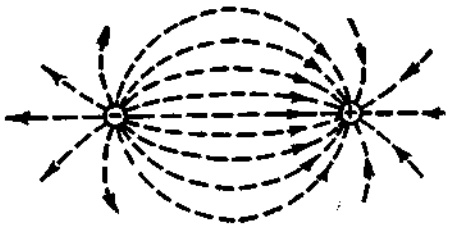


Fig. 6 - Champ électrostatique entre deux corps ayant des charges de signes différents: la direction des lignes de force est indiquée par l'effet du champ sur une unité négative de charge, c'est-à-dire un électron.

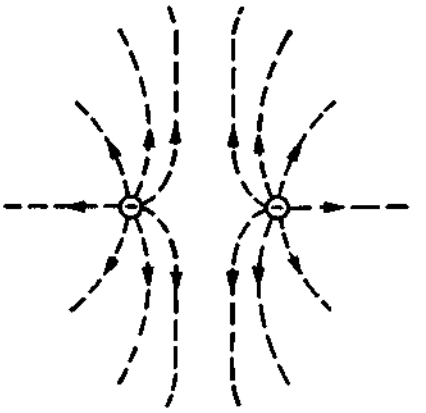


Fig. 7 - Champ électrostatique entre deux charges identiques (négatives): on met, ici, en évidence la répulsion et l'aplatissement des lignes de force qui ont la même direction.

peut **voir** les formes des tensions et des courants présentes dans n'importe quel type de récepteur, d'émetteur, d'oscillateur ou d'amplificateur et — plus généralement — dans tous les appareils utilisés en Electronique. Les phénomènes les plus divers sont ainsi rendus directement perceptibles à nos yeux et leurs caractéristiques, leur évolution peuvent être étudiées dans les meilleures conditions.

La nature des tension et des courants à examiner, leur origine même, étant extrêmement diverses, il a été créé des accessoires, appelés «sondes », qui permettent de les recueillir en tous les points d'un circuit, sans en perturber le fonctionnement — ce qui est très important si l'on veut procéder à des mesures correctes ayant une réelle signification.

Du moment que l'on peut avoir ainsi, sur l'écran du tube, une représentation visible des phénomènes se produisant dans un montage donné, il est évident que l'on peut se rendre immédiatement compte si l'appareil examiné fonctionne correctement, ou si une mise au point des circuits s'avère nécessaire.

RAPPEL DE LA THEORIE DES CHARGES ELECTRIQUES

Les atomes constitutifs de la matière sont formés de particules élémentaires d'électricité, connues sous les noms de protons et d'électrons. Ces particules élémentaires renferment la même quantité d'électricité, de signe contraire mais la charge de chaque élément est beaucoup trop petite pour avoir une utilité pratique.

Un corps chargé électriquement contient un excès ou un manque d'un grand nombre d'électrons. La charge des corps solides est déterminée en fonction de l'acquisition (excès) ou de la perte (manque) des électrons.

Tout corps qui a été contraint à absorber un nombre plus important d'électrons qu'il n'en contient normalement, est considéré comme étant chargé négativement. Inversement , un corps auquel un certain nombre d'électrons ont été retirés est considéré comme étant chargé positivement.

Champs électriques et lignes de force

Comme le lecteur se le rappelera, ce sujet a été abordé lorsque nous avons exposé les principes essentiels de l'électrostatique, les corps chargés d'électricité réagissent les uns sur les autres d'une façon déterminée.

Ceci démontre la présence d'une force entre ces corps et pour éclairer la nature de ces phénomènes, on a introduit la notion de champ. Revoyons brièvement les principaux faits déjà exposés, afin de les associer plus facilement aux applications qui en sont faites dans les tubes à rayons cathodiques.

Un champ électrostatique, appelé, parfois champ électrique, est une portion de l'espace dans laquelle des charges électriques sont soumises à des forces; il possède une « énergie », c'est-à-dire la possibilité d'accomplir un certain travail. Ce travail se présente sous la forme d'une force qui s'exerce sur les charges présente sous le champ lui-même. En conséquence, le champ électrostatique peut être assimilé à un champ de force. Une ligne de force électrique doit partir du corps (ou de la région) porté à un potentiel déterminé et doit se diriger vers le corps (ou la région) porté à un potentiel de signe contraire comme le montre la **figure 6**.

Dans un tube à rayons cathodiques, nous sommes seulement intéressés par l'action du champ sur les électrons, qui constituent les charges négatives. Pour cette raison, le sens des lignes de force est celui allant du pôle négatif vers le pôle positif, puisque tel est le sens dans lequel les électrons eux mêmes se déplacent.

Les lignes de force électrostatique ont deux importantes propriétés: la première est la contraction dans le sens de la longueur. Une bande de caoutchouc, soumise à une traction tend à reprendre sa position initiale: il se produit ainsi un travail, convertissant une énergie potentielle en énergie de mouvement (on dit énergie cinétique) et également en chaleur. De même, l'énergie potentielle contenue le long de la ligne de force électrique peut être convertie en énergie cinétique et en chaleur, lorsque la ligne de force elle-même se con-

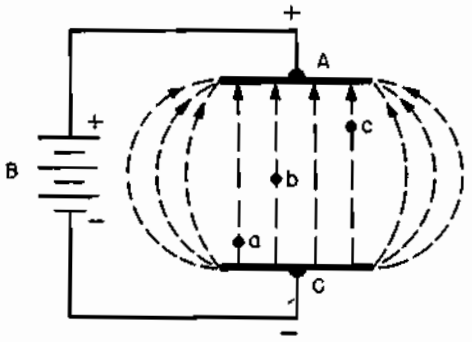


Fig. 8 - Champ électrostatique entre deux plaques chargées. Le champ est uniforme au centre et consiste en des lignes parallèles joignant les plaques; sur les bords de celles-ci, le champ est constitué par des lignes incurvées vers l'extérieur. Les points «a», «b» et «c» figurent trois électrons.

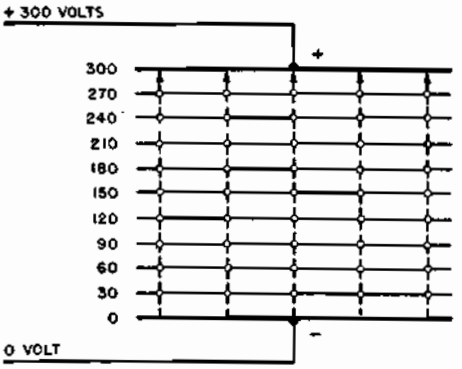


Fig. 9 - Dans un champ électrostatique entre deux plaques chargées on trouve des points ayant le même potentiel: en les réunissant entre eux, on obtient de lignes équipotentielles.

tracte. Il en résulte qu'une charge stationaire, comme un électron, peut être déplacée.

En second lieu, les lignes de force qui agissent dans la même direction présentent la particularité de se repousser mutuellement. En, conséquence, les lignes s'étendant entre deux charges sont toutes déviées vers l'extérieur (figure 6), à l'exception de celle qui coïncide avec la droite joignant les deux charges, car cette ligne médiane est soumise à des répulsions égales de part et d'autre et ne subit pas de déviation.

A distance de l'axe les lignes de force s'incurvent vers l'extérieur parce que la force de répulsion du côté de l'axe est plus forte que celle venant des lignes extérieures.

Champs électriques entre charges opposées

Une des lois fondamentales de la Physique (loi de Coulomb) indique que les charges de signes contraires s'attirent, tandis que celles de même signe se repoussent.

Considérons deux petits corps chargés d'électricité de signe contraires (figure 6). Ils exercent une attraction réciproque et les lignes de force, dessinées sur la figure, les relient entre eux. Toutes les lignes de force s'étendant entre deux charges doivent nécessairement aller de l'une vers l'autre, et c'est seulement pour éviter que la figure occupe une place trop importante que certaines lignes sont incomplètes. Ces charges de signes contraires peuvent être placées à une distance importante l'une de l'autre, sans modifier en rien la présence des lignes de force qui, partant de la charge négative, se dirigeront toujours vers la charge positive. Il est bien évident que si la distance séparant les deux charges est grande, l'intensité de la force est très faible, mais elle existe tout de même sous la forme que nous venons d'exposer.

Champs électriques entre charge identiques

Considérons, maintenant la représentation d'un champ électrique existant entre deux corps ayant des charges de même signe (figure 7). Les lignes de force que nous avons représentées semblent ne pas avoir de fin, mais cela est dû au fait que seule une petite partie du champ a pu être représentée sur la figure. Ce que nous voyons est seulement la section de deux champs séparés qui s'étendent entre deux charges opposées (l'une d'elles étant celle représentée par le signe (—), tandis que l'autre (+) se trouve en un point quelconque de l'espace environnant).

La répulsion existant entre charges sensables se traduit donc par une courbure des lignes de force lesquelles, ne pouvant se rencontrer, tendent à se refermer en direction d'un autre point, de polarité opposée.

Egalement dans ce cas, l'énergie potentielle peut se transformer en énergie cinétique, pourvu qu'au moins un des corps chargés soit libre de se mouvoir sous l'effet de la répulsion. S'il ne peut se déplacer, l'énergie reste toujours présente, mais seulement sous une forme potentielle.

Lignes de force entre électrodes chargées

La **figure 8** représente deux électrodes parallèles, placées à une certaine distance l'une de l'autre et dont les charges sont de signes contraires. Elles sont polarisées par la pile B qui crée, entre elles, une certaine différence de potentiel. Les points a, b et c figurent trois électrons se trouvant dans cet espace. Comme on le voit sur la figure, les lignes remplissant l'espace compris entre les électrodes sont parallèles, car les forces de répulsion qui s'exercent s'équilibrent; tandis que les lignes qui s'étendent en dehors de cet espace sont incurvées vers l'extérieur, car aucune force de sens contraire ne vient contrebalancer la force de répulsion s'exerçant outre les lignes centrales.

Les électrons étant, par leur nature même, des charges négatives, sont attirés par l'électrode positive et repoussés par la négative. Il faut signaler, à ce propos, une particularité importante: malgré leur distance différente aux deux électrodes, les électrons subissent la même force d'attraction de la part de l'électrode positive. Il en est ainsi parce chaque électron présent dans l'espace situé entre les électrodes est soumis à deux

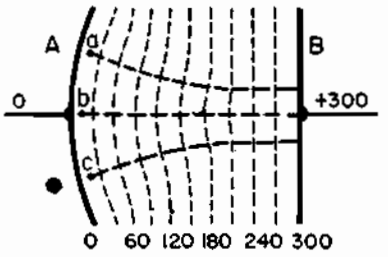


Fig. 10 - Lignes équipotentielles entre une plaque et une courbe. Les électrons (a, b et c) se déplacent perpendiculairement aux lignes et, en se rapprochant de B, tendent à converger.

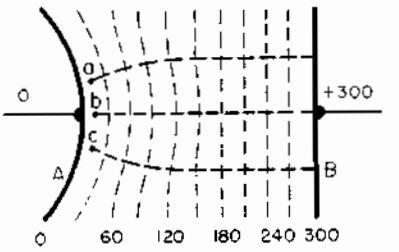


Fig. 11 - Cas contraire à celui de la figure 10. Les électrons, se dirigent vers B, atteignent cette plaque en des points plus éloignés que leurs points de départ.

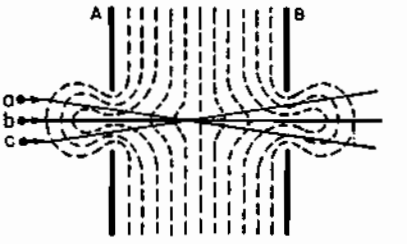


Fig. 12 - Entre deux disques (A et B) percés d'une ouverture en leur centre, les lignes de force ont l'aspect figuré ci-dessus et les électrons, qui se déplacent vers B, suivent les parcours indiqués.

forces, l'une d'attraction (par l'électrode positive), l'autre de répulsion (par l'électrode négative), qui s'ajoutent car elles s'exercent dans le même sens. Selon la position de l'électron, la force d'attraction est plus forte, ou moins forte que celle de répulsion, mais la somme de ces deux forces est constante.

Il s'ensuit que, pour une différence de potentiel donnée, c'est-à-dire pour une certaine valeur du champ électrostatique, l'énergie cinétique des électrons garde une valeur constante quelle que soit leur position.

Pour chiffrer cette énergie acquise par les électrons, on se sert d'une unité appelée électron volt. Donnons un exemple: si on applique entre les deux électrodes parallèles une d.d.p. de 1 000 volts, et si le champ ainsi produit accélère un électron d'une plaque vers l'autre on dit que l'électron a acquis une énergie cinétique de 1 000 électron volts par rapport à sa position de repos en l'absence de champ. On considère parfois, incorrectement d'ailleurs, l'électron volt comme une unité de vitesse. On dira ainsi, dans notre exemple que la vitesse de cet électron est de 1 000 volts. Cette vitesse peut être exprimée en pourcentage de la vitesse de la lumière, comme l'indique la tableau ci-dessous, qui donne la vitesse approximative pour différentes tensions d'accélération.

Tension d'accélération en volts	Pourcentage de la vitesse de la lumière
1 000	7%
5 000	14%
10 000	19%
25 000	33%
50 000	44%

Points et lignes équipotentiels

La **figure 9** montre la répartition du potentiel dans un champ électrostatique. Les points étant à un même potentiel sont réunis entre eux, sur la figure, et l'on obtient un certain nombre de lignes horizontales. Une d.d.p. de 300 volts est appliquée entre les deux électrodes: si l'on divise fictivement l'espace compris entre ces deux électrodes en dix parties égales, perpendiculairement à la direction des lignes de force, la d.d.p. est également divisée en autant de parties égales. Il s'ensuit que tout point du plan sera à un potentiel compris entre 0 et 300 volts. Son potentiel sera 0 s'il est au contact de l'électrode négative, il sera de +300 volts s'il est au contact de l'électrode positive, et il prendra toutes les valeurs intermédiaires suivant sa position entre ces deux électrodes. Les lignes d'égal potentiel, soulignons-le, ne sont pas des lignes de force électrostatique, mais ce sont des lignes perpendiculaires à ces lignes de force électrostatique.

Il résulte de ce qui précède, que les électrons qui se déplacent dans une direction parallèle aux lignes de force, se déplacent donc dans une direction perpendiculaire aux lignes équipotentielles (c'est-à-dire aux lignes, figurées sur le dessin, dont le potentiel est constant sur toute la longueur).

Mouvement des électrons dans un champ électrique

Dans les tubes à rayons cathodiques, on utilise souvent des champs non uniformes. La **figure 10** montre un moyen très simple pour obtenir un champ non uniforme; il suffit, pour cela, d'employer une électrode plane et une électrode à surface courbe. Comme on le voit, les lignes en pointillé, représentant les lignes équipotentielles, sont parallèles près de l'électrode plane, tandis qu'elles sont de plus en plus incurvées lorsqu'on s'approche de l'électrode courbe.

Les électrons a et c se déplacent vers la plaque positive en suivant toujours une direction perpendiculaire aux lignes équipotentielles; étant donné que ces lignes s'incurvent, il est évident que les électrons suivront aussi une trajectoire courbe (voir figure). Ces électrons tendront donc à converger vers l'électrode plane qui, dans notre exemple, est positive. Par contre, l'électron b ne subit aucune déviation pendant son déplacement, puisque celui-ci se fait suivant une ligne droite perpendiculaire aux lignes équipotentielles.

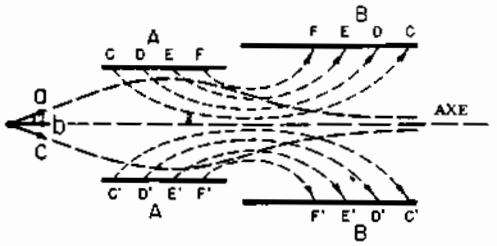


Fig. 13 - Entre deux cylindres, les électrons se déplacent, dans le sens indiqué par les flèches, de celui ayant le plus faible potentiel (A) vers celui ayant le potentiel plus élevé (B). Les lettres, par paires, indiquent le début et la fin de chaque ligne de force.

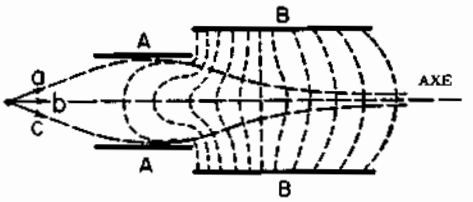


Fig. 14 - Lignes équipotentielles et parcours des électrons dans un champ électrostatique compris entre deux cylindres creux.

La **figure 11** représente le cas opposé, dans lequel l'électrode négative est incurvée dans le sens contraire au précédent. Là encore, on voit que le mouvement des électrons se fait suivant des trajectoires perpendiculaires aux lignes équipotentielles, ils tendent donc à diverger dès leur départ de l'électrode négative, puis à reprendre des directions parallèles à proximité de l'électrode positive.

Une situation encore différente est illustrée sur la **figure 12**, dans laquelle les deux électrodes sont constituées par deux plaques, ou deux disques, percés d'un trou central. Les lignes équipotentielles suivent le trajet indiqué car le champ électrostatique s'étend en dehors des ouvertures. Le mouvement des électrons est influencé par ce champ, non seulement dans l'espace compris entre les deux électrodes, mais également en dehors de cet espace, à proximité des ouvertures.

Si trois électrons, a, b et c, doivent passer par ces trous, en entrant par A et en se dirigeant vers la droite, les électrons a et c doivent tout d'abord converger, car ils traversent des lignes équipotentielles convexes. Puis, au milieu de l'espace compris entre les deux plaques, leurs trajets coïncident, pour se séparer de nouveau, en divergeant, au fur et à mesure qu'ils s'approchent de l'ouverture de l'électrode B. Mais, dans ce cas également, l'électron b se déplace suivant une ligne droite puisqu'il se trouve sur l'axe de symétrie.

Le phénomène représenté sur la figure 12 présente une forte analogie avec le comportement des lentilles vis-à-vis des rayons lumineux. De même qu'avec deux lentilles on peut concentrer un rayon lumineux, on peut également concentrer un faisceau d'électrons en mouvement au moyen de deux électrodes convenablement polarisées.

Un autre système de concentration est représenté sur la **figure 13**, dans lequel les deux électrodes (vues en coupe) sont constituées par deux petits cylindres creux. Si le plus petit tube (A) est positif par rapport à un point fixe de référence, tandis que le plus grand (B) est porté à un potentiel positif encore plus élevé, un champ électrostatique prend naissance entre eux. Toutes les lignes de force se dirigent dans la même direction et, à cause de leur répulsion mutuelle, tendent à s'aplatir à proximité de l'axe, où elles sont presque parallèles. Les lignes équipotentielles résultantes prennent donc, dans l'ensemble, trois formes principales (**figure 14**).

Elles sont donc convexes à l'intérieur du cylindre A, planes à proximité de la zone où les bords des deux cylindres coïncident et concaves à l'intérieur du cylindre B.

Les électrons qui partent d'un point situé à gauche de la figure 14, forment un faisceau qui s'ouvre en éventail sous l'effet du potentiel positif appliqué au cylindre A, lequel attire les électrons et leur donne une certaine accélération. Dès que les électrons pénètrent dans l'espace compris dans le cylindre, ils subissent une nouvelle force résultant du champ existant dans l'espace entre A et B; cette force tend à les déplacer de la surface interne du premier cylindre, vers les électrons et le mouvement qui en résulte est produit par la combinaison de ces forces. La convergence des divers électrons du faisceau et due au fait que ceux-ci traversent toujours perpendiculairement les lignes équipotentielles. Les électrons qui se déplacent le long de l'axe commun aux deux cylindres satisfont toujours à cette exigence et, comme dans le cas précédent, leur direction n'est nullement modifiée.

Le lecteur aura remarqué que dans les exemples illustrés par les figures ci-dessus, nous nous sommes rapprochés progressivement de la forme et de la disposition des électrodes que l'on trouve réellement dans un tube à rayons cathodiques. Le dernier exemple, celui de la figure 14, représente le système de concentration dans les tubes modernes, il permet la focalisation d'un rayon cathodique et donne le moyen de concentrer un très grand nombre d'électrons en un unique point lumineux sur l'écran fluorescent.

FORMATION DU RAYON CATHODIQUE

Dans les tubes modernes, les électrons sont émis par une cathode incandescente, qui peut être à chauffage direct ou indirect, comme dans les tubes. La **figure 15** nous montre les diverses électrodes, parmi lesquelles

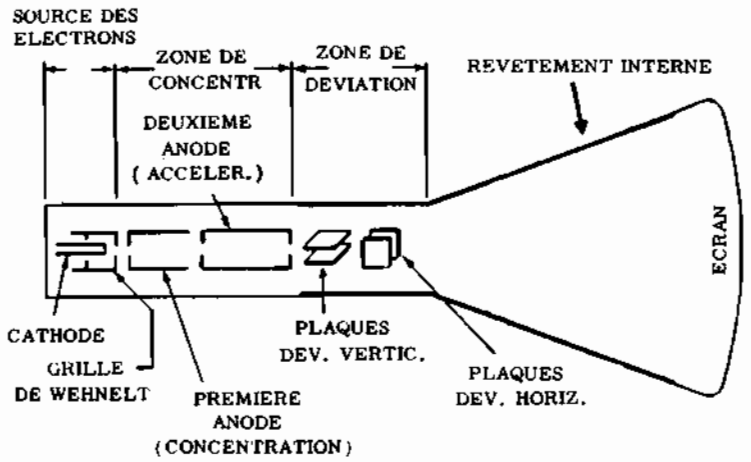


Fig. 15 - Section schématisée d'un tube à rayons cathodiques à déflexion électrostatique, ayant une anode intensificatrice et une anode postaccélératrice (la première peut être reliée ou non à l'anode accélératrice, selon le type du tube).

on trouve une électrode jouant le rôle d'une grille de commande, appelée cylindre de Ellert Wehnelt constitue par un cylindre fermé à une de ses extrémités et percé d'un petit trou; sa fonction a déjà été expliquée dans les paragraphes précédents. En effet, en portant cette électrode à un potentiel négatif, par rapport à la cathode, on peut repousser tout ou une partie des électrons émis par la cathode, selon que son potentiel est très négatif ou nul. Les électrons passant par le wehnelt sont immédiatement attirés par la première anode cylindrique et subissent une première accélération. Ensuite, grâce à la différence de potentiel existant entre les deux anodes, le faisceau des électrons en mouvement va converger suffisamment pour ne former qu'un point de très petites dimensions au moment de son arrivée sur l'écran fluorescent. Les dimensions de ce point peuvent être plus ou moins réduites en faisant varier le potentiel relatif des deux anodes, tandis que l'intensité lumineuse peut être réglée en faisant varier le potentiel négatif du cylindre de wehnelt.

L'ECRAN FLUORESCENT

Nous savons que le faisceau d'électrons d'un tube cathodique est rendu visible par la luminescence qui se produit au point où ce faisceau frappe l'écran. Cette luminiscence est le résultat du choc des électrons sur quelques substances (dites fluorescentes « phosphorescentes »), qui absorbent une certaine quantité de l'énergie cinétique des électrons et la transforme en des radiations qui, ayant une fréquence comprise dans la gamme des ondes lumineuses, se traduit en lumière visible pour notre oeil. Pour accentuer ce phénomène, la couche luminescente est rendue plus sensible par l'adjonction d'impuretés, appelées « activateurs » dont la nature détermine la couleur de la lumière produite. Par exemple, le sulfure de zinc donne une lumière bleu s'il est activé par l'argent, vert-bleu s'il est activé par le cuivre et orange après activation par le manganèse.

Lorsque la luminescence ne se manifeste que pendant la durée du bombardement électronique, elle porte le nom de **fluorescence**. Lorsque la luminescence persiste un certain temps, après la cessation du bombardement électronique, elle porte le nom de **phosphorescence**.

A ce sujet, il convient qu'il existe divers types d'écrans à courte, moyenne et longue persistance. On dit que la persistance est courte lorsque la phosphorescence, après le passage du rayon cathodique, a une durée comprise entre quelques microsecondes et une milliseconde. Une persistance moyenne a une durée comprise entre 1 milliseconde et 2 secondes, au maximum; quant à la longue, elle dépasse naturelemment cette durée.

Dans la 96ème leçon, nous avons groupé un certain nombre de tableaux renfermant les principales caractéristiques des tubes à rayons cathodiques; l'un de ces tableaux donne des détails sur les diverses substances employées pour le revêtement des écrans fluorescents et sur les résultats qu'elles permettent d'obtenir. Ces renseignements sont utiles car il ils font mieux comprendre le sujet actuellement traité et d'autres qui le seront par la suite.

L'écran du tube à rayons cathodiques est très fragile et peut être facilement endommagé si l'on ne prend pas quelques précautions indispensables. En effet, l'émission de lumière produite par le choc des électrons provient de la transformation d'une énergie en une autre énergie, plus précisemment en lumière visible et en chaleur. Toutes deux sont d'autant plus élevées que l'intensité du rayon cathodique incident est plus forte, et la chaleur produite par la transformation de cette énergie pourait endommager l'écran fluorescent si l'impact des électrons se faisait toujours en un même point, pendant un certain temps. C'est pourquoi, on fait toujours en sorte que le point lumineux soit en perpétuel mouvement pour que l'énergie soit répartie sur une grande surface et non sur un simple point. Dans le cas où le faisceau doit rester immobile pendant un certain temps on doit réduire son intensité jusqu'à la limite de la visibilité.

Signalons, enfin, que le choc des électrons sur l'écran, se traduit également par l'émission de rayons X mous et par l'émission d'électrons secondaires.

Leçon n° 92

CIRCUITS OSCILLATEURS POUR ONDES NON SINUSOIDALES

Dans une leçon précédente, nous nous sommes occupés de l'étude des formes d'onde non sinusoïdales, sans toutefois nous intéresser aux différents moyens permettant de les produire. La technique électronique moderne fait de plus en plus appel à ces types de signaux et impulsions diverses et, par conséquent, de nombreux montages de générateurs pour signaux non sinusoïdaux ont été développés durant ces dernières années. Nous passerons en revue les principaux d'entre-eux, en détaillant particulièrement les multivibrateurs, les oscillateurs bloqués et les générateurs de signaux en dents de scie. Nous nous occuperons également, plus brièvement, des circuits spéciaux tels que les différentiateurs, les intégrateurs, les «Phantastrons» et autres circuits.

LES MULTIVIBRATEURS

Les montages multivibrateurs sont utilisés principalement pour la production de signaux carrés ou rectangulaires. Ils peuvent être divisés en 3 catégories principales:

1) Les multivibrateurs **bistables** (également appelés «Eccles-Jordan»).
2) Les multivibrateurs **monostables** (également appelés «flip-flop»).
3) Les multivibrateurs **astables** (ou à oscillations libres).

Chacune de ces catégories peut être divisée — à son tour — en divers types.

Les multivibrateurs fonctionnent suivant le principe de la **relaxation**, qui consiste à emmagasiner de l'énergie dans un condensateur puis, quand un certain niveau est atteint, à décharger rapidement ce condensateur. Les multivibrateurs trouvent de nombreuses applications en tant que générateurs d'impulsions, diviseurs de fréquence, interrupteurs électroniques, générateurs d'ondes rectangulaires et circuits de retard.

Il convient de récapituler certaines propriétés des circuits à tubes électroniques, pour une bonne compréhension du principe de fonctionnement des multivibrateurs.

Une augmentation (dans le sens positif) de la tension de la grille de commande d'un tube, entraine une augmentation de l'intensité de son courant anodique; inversement, ce courant anodique diminue lorsque la tension grille devient moins positive. En outre, si l'on polarise la grille de commande (négativement) au delà d'une certaine valeur, appelée tension de coupure ou de «cut-off», le tube ne conduit plus, le courant anodique cesse de passer. Toute augmentation de l'intensité du courant anodique qui passe dans la résistance de charge (en série dans le circuit plaque) provoque une diminution de la tension anodique du tube. Inversement, une diminution de ce courant entraine une augmentation de la tension de plaque.

La tension aux bornes d'un condensateur ne peut varier instantanément; en effet, il lui faut un certain laps de temps pour se charger ou se décharger et ce temps dépend de la constante RC des circuits.

Les montages multivibrateurs, de quelques types qu'ils soient, sont toujours constitués de deux tubes triodes, l'un d'entre eux laissant passer un certain courant, tandis que l'autre est bloqué. Par une rapide inversion de ces deux états de fonctionnement des triodes, on peut obtenir une tension rectangulaire aux bornes de la résistance de charge de l'un des étages.

En effet, considérons la tension présente aux bornes de la résistance de charge d'un tube triode. Quand le tube ne conduit pas, le courant passant dans cette résistance est nul, donc la différence de potentiel aux bornes de celle-ci est également nulle. Par contre, lorsque le tube laisse passer un certain courant I, et si nous désignons par R la résistance de charge, on trouvera une tension $V=I \cdot R$ aux bornes de celle-ci. Supposons, maintenant, que nous puissions, par un moyen quelconque, inverser régulièrement les conditions de fonctionnement et de blocage du tube. Dans ce cas, le signal recueilli aux bornes de la résistance de charge aura la forme représentée sur la **figure 1**. Il s'agit bien là d'un signal de forme rectangulaire.

Voyons, maintenant, comment on peut réaliser les blocages et déblocages successifs du tube; c'est justement à ce propos qu'intervient la classification des différents types de multivibrateurs.

MULTIVIBRATEURS BISTABLES

Un type classique de multivibrateur bistable, ou à deux états stables est représenté sur la **figure 2**. En choisissant convenablement les valeurs des tensions et des résistances, il apparaît évident que les deux états que peut prendre le multivibrateur: 1° tube V1 bloqué, V2 débloqué, ou 2° tube V1 débloqué, tube V2 bloqué, sont tous deux des états stables. Considérons d'abord l'état n° 1: étant donné que V2 conduit, on a une chute de tension aux bornes de la résistance de charge de ce tube; en conséquence, sa tension anodique diminue de

Fig. 1 - Forme d'onde rectangulaire que l'on recueille aux bornes de la résistance de charge d'un tube triode, lorsqu'on interrompt périodiquement et brutalement le courant anodique du tube.

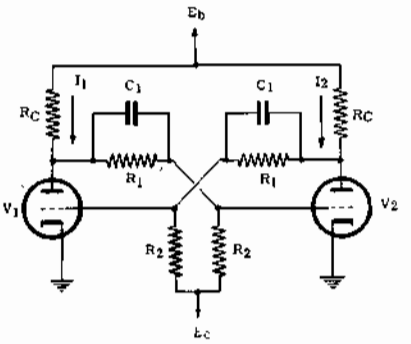


Fig. 2 - Schéma de principe d'un multivibrateur à deux états d'équilibre (bistable). Pour obtenir le signal à onde rectangulaire voulu, il est nécessaire d'ajouter un dispositif extérieur qui alterne périodiquement les conditions de fonctionnement.

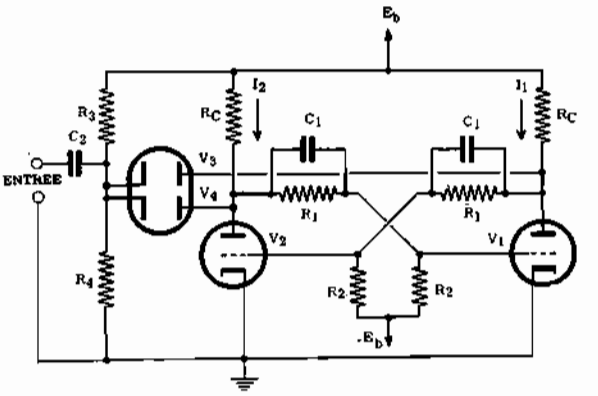


Fig. 3 - Modification du multivibrateur de la figure 2. En ajoutant la double-diode qui permet d'alterner périodiquement les deux conditions stables de fonctionnement, on obtient un signal rectangulaire.

valeur et, puisque la grille de l'autre tube est reliée à l'anode de V2, la tension grille de V1 devient également plus faible. En choisissant convenablement la valeur de la résistance, on peut faire en sorte que cette tension grille soit au dessous du seuil de coupure (tension de cut-off) du tube V1 qui est donc bloqué. Comme on le voit cet état est stable, il persiste tant que V2 conduit et se maintient indéfiniment jusqu'à ce qu'une intervention extérieure se produise. Il en est de même pour l'état n° 2, qui est en tout point symétrique à celui ci-dessus.

Nous voulons maintenant démontrer que les deux états opposés, c'est-à-dire ceux pendant lesquels les deux tubes laissent passer un certain courant, sont tous deux instables; cela signifie que, si le circuit — pour une raison quelconque — se trouve dans une telle condition, il revient de lui-même, très rapidement, à un des deux états stables qui sont les seuls possibles.

Supposons donc que le courant passant dans le tube V1 soit I1 et que celui du tube V2 soit I2. Considérons le cas dans lequel I1 est plus petit que I2, la tensions anodique deV1 sera supérieure à celle de V2 produisant ainsi une tension grille plus élevée sur V2. Cette tension grille plus forte provoque, à son tour, une augmentation encore plus grande du courant I2, donc une baisse de la tension plaque de V2 et de la tension grille de V1. Ceci contribue, à son tour, à produire une nouvelle diminution du courant I1. La tension de coupure (ou cut-off) se trouve être rapidement atteinte et l'on arrive donc à un des deux états stables, celui dans lequel V1 est bloqué et V2 est débloqué. Il est évident que dans le cas inverse, c'est-à-dire celui dans lequel le courant I1 est plus grand que I2, le processus est symétrique et l'on aboutit dans un temps très court, à l'autre état stable, celui où V1 est débloqué et V2 est bloqué.

Un tel montage que l'on appelle bistable parce qu'il a deux états stables, ne peut — à lui tout seul — constituer un générateur de signaux. Cela est évident, étant donné qu'il prend immédiatement un des deux états stables possibles et y reste indéfiniment. Pour produire un signal rectangulaire, il faut donc ajouter un circuit supplémentaire qui permette de faire alterner périodiquement les deux états stables de fonctionnement. Un tel circuit peut être constitué par les deux diodes (double diode) représentées sur la **figure 3**. Les cathodes de ces diodes réunies entre elles, sont polarisées à un potentiel légèrement supérieur à celui de l'anode du tube V1 ou V2 par le diviseur de tension R3 - R4.

Nous supposerons que, au départ, le tube V1 est bloqué, tandis que le tube V2 conduit. Une impulsion négative (**figure 4**) est appliquée à l'entrée, sur les cathodes des diodes V3 et V4, à travers le condensateur C2. Le potentiel de cathode de ces diodes diminue et la diode V3 débite la première puisque son anode, étant relié à celle de V1, est plus positive que celle de la diode V4. En effet, le tube triode V1 est bloqué et sa tension anodique est maximale et égale à la haute tension d'alimentation (aucune chute de tension dans sa résistance de charge). L'impulsion de déclenchement est donc transmise à V1 seule, l'anode de la diode V4 étant reliée directement à celle du tube triode V2, sa tension anodique est trop faible pour qu'elle puisse conduire et laisser passer l'impulsion appliquée sur sa cathode. En effet, le tube V2 est conducteur et sa tension anodique est nulle (chute de tension maximale et égale à la haute tension d'alimentation dans sa résistance de charge). L'impulsion négative, appliquée à travers V3 à l'anode de V1 reliée à la grille de V2 par le circuit R1 C1, provoque une diminution de la tension de cette grille.

Cette baisse de tension provoque une augmentation de la tension grille de V1 ce qui a pour effet de débloquer ce tube. Il se produit donc un courant I1 qui provoque encore une diminution de la tension grille de V2. Au bout d'un certain nombre de cycles analogues à celui qui vient d'être décrit, la tension grille de V2 atteint le «cut-off» et le tube V2 est bloqué. On est donc passé à l'autre état stable, dans lequel V2 est bloqué et V1 conduit. Le passage du nouvel état à l'état antérieur se fait suivant un processus identique, au moment où une nouvelle impulsion négative parvient à l'entrée. C'est ainsi qu'on peut transformer la ten-

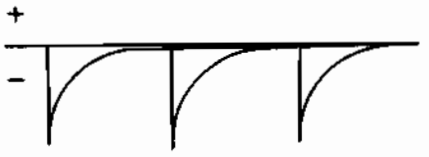


Fig. 4 - Impulsions négatives appliquées à l'entrée du multivibrateur. Les caractéristiques de fonctionnement sont telles que ces impulsions sont transformées en signaux rectangulaires.

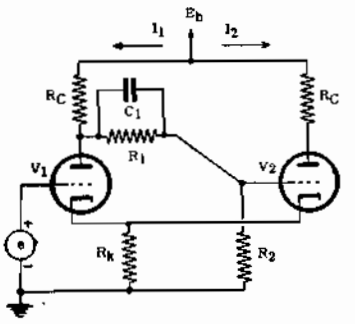


Fig. 5 - Montage multivibrateur bistable à liaison par les cathodes.

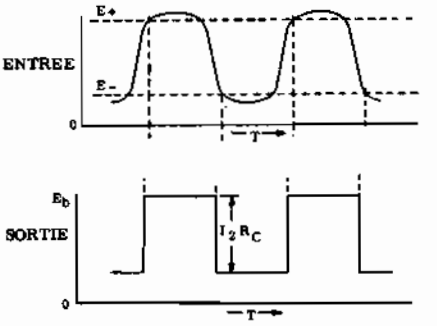


Fig. 6 - Analyse graphique de la transformation d'une onde sinusoïdale en onde rectangulaire.

sion d'impulsion de commande en un signal de forme rectangulaire. Ce mode de déclenchement du multivibrateur est recommandé lorsqu'on désire que le montage subisse des basculements répétés à fréquence élevée (plusieurs certaines de kHz).

Il existe un autre montage de multivibrateur à deux états stables, c'est le multivibrateur à «couplage cathodique» ou «couplage par les cathodes» de la **figure 5**. Comme on peut le voir, on a remplacé une des liaisons plaque-grille (grille V1 à plaque V2), par un couplage entre les deux cathodes qui ont une résistance de charge commune Rk. Supposons qu'au départ la tension soit nulle. Les résistances R1 et R2 ont été calculées de telle sorte que la tension présente entre grille et cathode de V2 rende conducteur ce tube. Le courant passant dans Rk donne naissance à une tension Uk positive, qui, en rendant la grille négative, met le tube triode VI en état de non conduction (sa grille étant portée à une tension négative supérieure à celle de «cut-off»). En général, la tension Uk est de l'ordre du 1/3 de la tension plaque. A ce moment, supposons que nous augmentions e: il ne se produit aucun changement dans les conditions de fonctionnement du circuit jusqu'à ce que V1 commence à conduire. Au moment du déblocage, le courant I1 produit une diminution de la tension d'anode du premier tube et par conséquent de la tension de grille du second. Ce signal produit une diminution du courant I2 donc une diminution de la tension Uk. Il se produira donc une nouvelle augmentation de I1 et une diminution de la tension anodique du premier tube et ce processus continue jusqu'à ce que le second tube soit bloqué à son tour. Au moyen de ce montage, on peut transformer un signal d'entrée sinusoïdal en un signal rectangulaire (**figure 6**).

MULTIVIBRATEURS MONOSTABLES

Le multivibrateur monostable, ou à un seul état stable, est caractérisé par le fait que, comme son nom l'indique, des deux états possibles, l'un est stable, tandis que l'autre est instable. Il demeurerait dans son état stable pendant un temps indéfini, s'il n'intervenait pas une impulsion de commande extérieure susceptible de le faire basculer dans l'état instable Par contre, le passage de l'état instable à l'état stable se produit spontanément, après un certain laps de temps, déterminé par les valeurs des composants du montage, sans qu'une impulsion extérieure soit nécessaire.

La **figure 7** donne le schéma de principe d'un multivibrateur monostable. Il est intéressant de noter que le couplage entre la plaque de V1 et la grille de V2 se fait par l'intermédiaire d'un simple condensateur, c'est-à-dire qu'il est du type généralement utilisé pour le transfert des tensions alternatives. Par contre, le couplage dans l'autre sens est réalisé de la même façon que celui employé dans les multivibrateurs bistables de la figure 2. La tension Ec et les résistances sont choisies de valeurs telles que V1 se trouve bloqué (son anode est alors au potentiel +Eb, tandis que V2 conduit. Son anode est à un potentiel voisin de 0. Le circuit de commande peut être réalisé de la même façon que dans le montage bistable; l'unique différence réside dans le fait qu'une seule diode V3 est nécessaire, dans ce cas. Si nous appliquons une impulsion négative sur la cathode de la diode, celle-ci devient conductrice et transmet l'impulsion négative à l'anode de V1 et, à travers C2, à la grille de V2. Il se produit alors une diminution du courant anodique, donc une augmentation de la tension anodique de V2 qui sera reportée sur la grille de V1, grâce à la liaison R1 R2, et provoquera une augmentation du courant I1. Il se produit, alors, une chute de la tension anodique de V1 qui est transmise par le condensateur C2, à la grille du second tube triode. En conséquence ,le cycle habituel commence et conduit à l'état instable, celui dans lequel V2 est bloqué tandis que V1 se débloque.

Immédiatement après le passage à cet état, la tension grille de V2 reste — pendant un certain temps — très négative, en raison du fait que C2 met un certain temps à se charger à travers la résistance R3 que l'on a choisie de valeur élevée. Quand C2 est suffisamment chargé, la tension grille de V2 atteint un potentiel qui permet le déblocage du tube. Dès que cette triode commence à conduire, le cycle de fonctionnement opposé

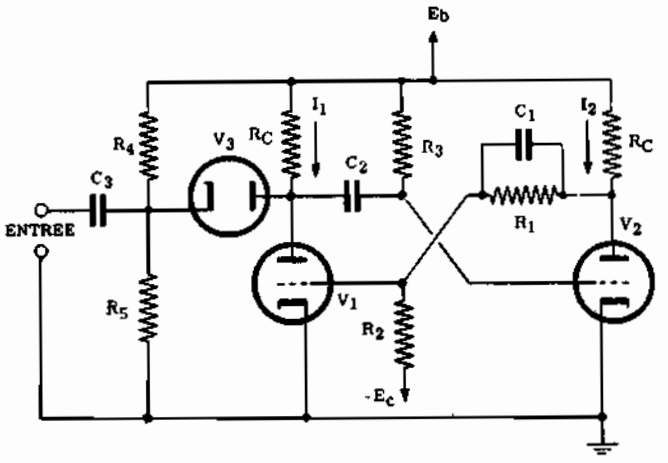


Fig. 7 - Schéma de principe d'un multivibrateur monostable (à un seul état d'équilibre), commandé par des impulsions extérieures.

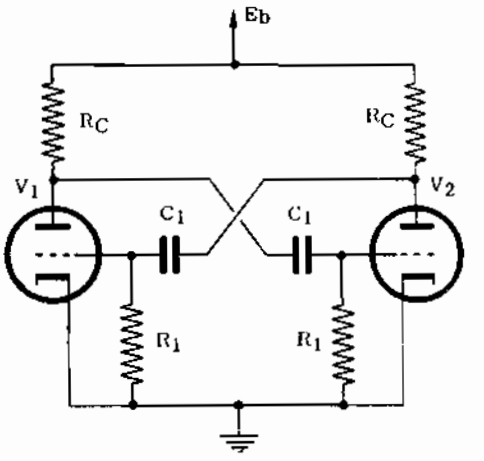


Fig. 8 - Multivibrateur astable. Ce montage peut osciller sans impulsions extérieures.

prend naissance et — dans un temps très bref — le circuit retourne à son état stable.

Ce montage, tout comme le précédent, permet de transformer des impulsions négatives du genre de celles de la figure 4, en des signaux rectangulaires qui sont prélevés aux bornes de la résistance de charge de V2.

Le circuit monostable que nous venons de décrire est du type à couplage grille-plaque. On peut également, tout comme dans le multivibrateur bistable, introduire un couplage par les cathodes et le fonctionnement est alors analogue à celui décrit plus haut.

MULTIVIBRATEURS ASTABLES

Les multivibrateurs astables comportent une différence essentielle par rapport aux deux autres catégories précédemment décrites, en raison du fait que les deux états de fonctionnement habituels sont également instables. Ces montages peuvent donc fonctionner en générateurs de signaux; ce sont des oscillateurs produisant des oscillations entretenues sans l'intervention de signaux de commande extérieurs.

Le montage le plus classique de multivibrateur astable est celui de la **figure 8**. La plaque de chaque triode est reliée à la grille de l'autre par l'intermédiaire d'un condensateur. C'est ainsi que, si nous tenons compte de ce qui a été dit à propos du multivibrateur monostable concernant le passage de son état stable à l'état instable, nous comprendrons aisément que chacune des deux triodes demeure bloquée seulement pendant le temps nécessaire à la charge de son condensateur de grille. Le blocage et le déblocage des deux tubes se produit donc alternativement d'une manière spontanée.

Toutefois, les multivibrateurs astables n'ont pas une bonne stabilité en fréquence; il suffit, qu'une légère modification des caractéristiques des triodes, des condensateurs ou des résistances, se produise pour que la fréquence des oscillations varie. Pour stabiliser la fréquence, il faut synchroniser le multivibrateur sur un signal extérieur. Néanmoins, précisons que ce **signal de synchronisme** n'est nullement indispensable au fonctionnement propre du circuit, car un multivibrateur astable n'a pas besoin de recevoir un signal extérieur pour osciller. Ce signal de synchronisme est nécessaire simplement pour stabiliser la fréquence des oscillations produites.

Synchronisation par un signal sinusoïdal - Supposons que nous appliquions un signal sinusoïdal sur la grille du tube triode V1. La tension présente à l'origine sur la grille de ce tube est figurée dans le premier cycle de la **figure 9-A** l'instant $t=0$, la tension de grille est juste en dessous du seuil de blocage. En l'absence de signal de synchronisme, le condensateur demande 5 microsecondes pour se charger suffisamment et entrainer le déblocage du tube. Par contre, quand on applique sur la grille un signal sinusoïdal, le point de déblocage est atteint après 4,5 microsecondes seulement. Ceci est dû au fait que les alternances positives du signal de synchronisme s'ajoutant à la charge du condensateur, comme dans le second cycle du signal représenté sur la figure 9-A, font en sorte que le point de déblocage soit atteint plus rapidement.

Etant donné que le signal de synchronisme a, par définition, une fréquence parfaitement constante, le multivibrateur se trouve être stabilisé sur cette fréquence. Dans le cas illustré sur la figure 9-A, la fréquence du signal de synchronisme est égale à 6 fois celle du multivibrateur; inversement, la fréquence du multivibrateur vaut le sixième de celle du signal de synchronisme. Supposons que la fréquence propre d'un multivibrateur astable soit de 12.500 Hz environ, c'est-à-dire qu'elle varie autour de cette valeur, et que nous appliquions à ce multivibrateur un signal de synchronisme ayant une fréquence de 76.800 Hz. La fréquence des signaux produits par le multivibrateur sera stabilisée à 12.800 Hz, c'est-à-dire exactement sur une fréquence égale au sixième de celle des signaux de synchronisme.

Le rapport entre la fréquence des signaux de synchronisme et celle des signaux de sortie peut être changé en faisant varier convenablement l'amplitude des signaux de synchronisme. Par exemple, si l'on augmente l'amplitude de ceux-ci, on atteindra le point de

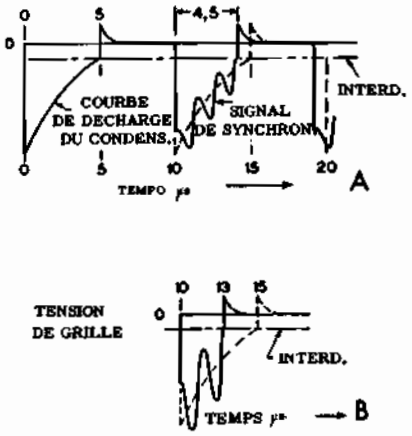


Fig. 9 - Analyse de la commande d'un multivibrateur astable avec signaux sinusoïdaux.

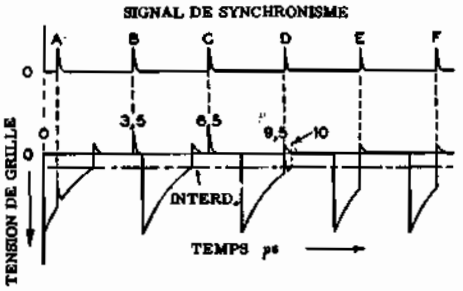


Fig. 10 - Analyse du processus de synchronisation d'un multivibrateur, avec impulsions positives.

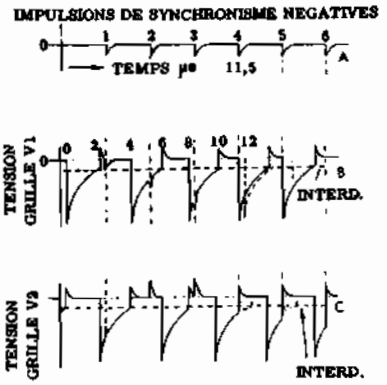


Fig. 11 - Processus illustrant comment obtenir la synchronisation par impulsions négatives.

déblocage du tube en un temps plus court (figure 9-**B**) et la fréquence des signaux produit par le multivibrateur augmentera. En effet, sur la figure, le point de déblocage est atteint au bout de deux cycles seulement et — dans ce cas — la fréquence des signaux de sortie sera égale au quart de celle des signaux de synchronisme. Si, pour reprendre l'exemple précédent, celle-ci est de 76.800 Hz, celle des signaux de sortie sera de 19.200 Hz.

Synchronisation par impulsions - Un moyens plus courant et plus efficace de stabilisation de la fréquence d'un multivibrateur est la synchronisation par impulsions. Cette méthode est plus efficace du fait qu'en superposant une impulsion à la tension normale de grille, on obtient une variation de tension mieux définie. Dans la synchronisation par onde sinusoïdale, la variation de tension est progressive; en conséquence, le seuil de déblocage peut être atteint en des temps légèrement différents au cours des différents cycles. Dans la synchronisation par impulsions, par contre, l'instant où la tension fait le bond dans le sens positif est parfaitement déterminé et la fréquence du signal de sortie est beaucoup mieux stabilisée.

Sur la **figure 10** se trouve représentée la synchronisation du signal de sortie d'un multivibrateur, obtenue par l'application d'impulsions positives sur la grille de la triode V1. Seules, les impulsions qui provoquent le basculement du tube de l'état bloqué à celui débloqué, ont un effet sur la fréquence des oscillations et sur la durée du signal de sortie. Quand on applique l'impulsion A au circuit, elle ne peut accroître la tension de grille suffisamment pour atteindre le seuil de déblocage et le tube reste dans l'état de non conduction. Les impulsions B et C se produisent pendant la période de conduction et, en conséquence, elles n'ont d'autre effet que d'augmenter momentanément les courants de grille et de plaque du tube.

Par contre, l'impulsion D, arrivant au moment propice, provoque le débocage de la triode plus tôt qu'il ne se serait produit en l'absence de cette impulsion. En effet, la tension grille dépasse le seuil de déblocage à l'instant t=9,5 au lieu de l'instant t=10. Les impulsions E, F, et toutes celles qui suivent, produisent ensuite le même phénomène et concourent donc à la synchronisation de la fréquence du multivibrateur.

On peut également obtenir la synchronisation au moyen d'impulsions de synchronisme négatives; la **figure 11** en montre le processus. Dans ce cas, les impulsions sont appliquées sur la grille de la triode qui conduit, laquelle les amplifie en inversant leur phase, c'est-à-dire en les rendant positives. Ces impulsions positives sont alors transmises, par le condensateur de couplage, à la grille du tube bloqué et provoquent son déblocage à intervalles réguliers. On peut donc, également dans ce cas, obtenir la synchronisation des oscillations du multivibrateur.

OSCILLATEURS BLOQUES

Il s'agit là de types spéciaux d'oscillateurs employés pour la production d'impulsions. Ils sont constitués par un tube, généralement triode, dont la grille et la plaque sont très fortement couplées par un transformateur. Aucun signal de commande n'est nécessaire à leur fonctionnement car ce sont de véritables auto-oscillateurs. Un montage typique d'oscillateur bloqué est donné par le schéma de la **figure 12A**. Le transformateur, à couplage très serré, est branché dans un sens tel qu'il provoque une réaction positive entre les circuits d'anode et de grille du tube.

Initialement (temps t=0), la grille du tube est au potentiel de la cathode et le courant anodique circule dans le sens indiqué par les flèches; le coefficient de couplage étant très élevé, la condition d'entretien des oscillations est très largement remplie et celles-ci s'amorcent brusquement.

Le courant anodique du tube augmente et cette variation, en traversant le primaire du transformateur, induit sur la grille une tension positive élevée, ce qui augmente encore le courant anodique du tube (figure 12-**B**). Très rapidement ce courant atteint une valeur considérable et un courant de grille intense prend naissance. Ce courant de grille a pour effet de charger négativement le condensateur C1, à travers la résistance R1, (l'armature reliée à la grille est négati-

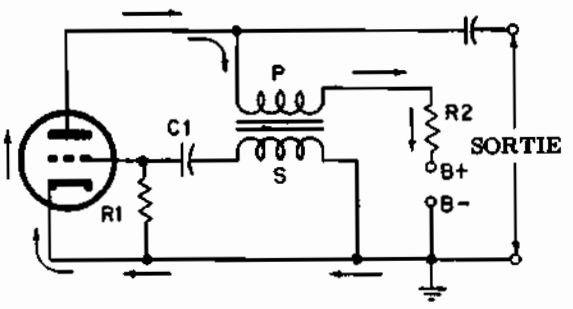


Fig. 12 A - Schéma de principe d'un oscillateur bloqué. Il oscille de lui-même sans être commandé par des impulsions extérieures. Il peut être synchronisé comme le multivibrateur astable, au moyen d'impulsions de synchronisme.

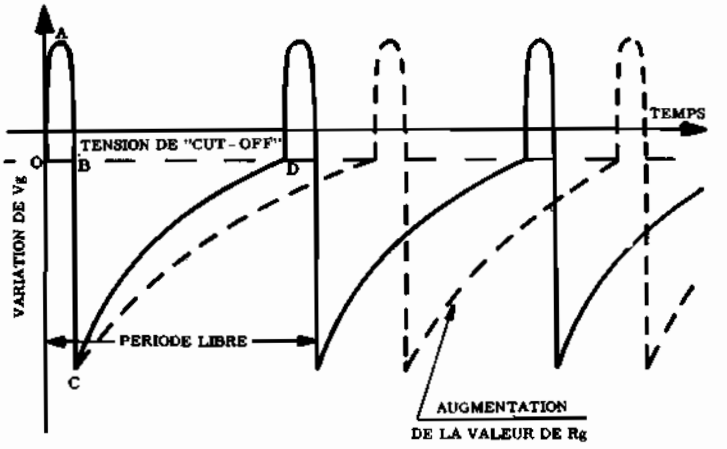


Fig. 12 B - Allure de la tension de grille, en fonction du temps, de l'oscillateur bloqué de la figure 12 A.

ve par rapport à celle reliée à la cathode).

Contrôlée par la tension négative de charge du condensateur, la tension de grille décroît aussi rapidement qu'elle a monté, et atteint le «cut-off».

On a donc simultanément:

a) grille maintenue négative par la présence du condensateur C1;

b) courant anodique annulé.

Le tube se bloque dès la première alternance négative des oscillations, d'où le nom d'oscillateur bloqué donné à ce montage (branche AB de la courbe - figure 12-B).

La tension de grille descend bien au dessous du «cut-off», et s'y maintient pendant un certain temps (branche BC — figure 12 B).

Le condensateur C1 se décharge alors dans la résistance R1 et le potentiel de grille devient de moins en moins négatif (branche CD de la courbe). Au point D, le potentiel de grille atteint la valeur correspondant au recul de grille et la dépasse. Le courant anodique apparaît, l'oscillation se réamorce et les mêmes phénomènes se reproduisent périodiquement, le tube étant **bloqué** pendant une petite partie de la période et **débloqué** pendant le reste du temps.

On recueille sur l'armature de C1 reliée à la grille, une tension en dents de scie, et, sur l'anode, des impulsions positives produites par l'effet de l'inductance du primaire pendant le blocage du tube.

L'oscillateur bloqué, tout comme le multivibrateur astable, peut être synchronisé au moyen d'impulsions de synchronisme de fréquence appropriée. Si ces impulsions sont appliquées au circuit grille peu avant l'instant ou celle-ci atteint la tension de déblocage, et si elles ont une amplitude suffisante pour porter cette tension au dessus de ce seuil, la lampe commence à conduire avant l'instant où elle le ferait normalement, en l'absence d'impulsions.

Le processus est absolument identique à celui que nous avons examiné en détail lors de l'étude sur la synchronisation des multivibrateurs.

GENERATEURS DE DENTS DE SCIE

Un générateur de signaux en dents de scie est nécessaire lorsqu'on veut disposer de tensions augmentant linéairement avec le temps jusqu'à une valeur déterminée, puis diminuant brusquement jusqu'à zéro, ou toute autre valeur désirée. Comme nous le verrons plus loin, on utilise des signaux en dents de scie dans les oscilloscopes à rayons cathodiques, entre autres.

Ces générateurs se divisent en deux catégories distinctes, selon qu'ils oscillent librement ou qu'ils sont commandés.

Un générateur de signaux en dents de scie oscillant librement produit des tensions dont la fréquence est fonction des valeurs des différents éléments du circuit. Naturellement, dans ce cas également, il est possible de prévoir une synchronisation extérieure dont l'objet est de stabiliser la fréquence des oscillations produites. Les signaux de synchronisme peuvent avoir soit la même fréquence que celle du signal en dents de scie, soit une fréquence qui soit un multiple de celle-ci.

Les oscillateurs commandés, dits oscillateurs déclenchés, produisent une seule forme d'onde en dents de scie chaque fois qu'un signal pilote approprié, généralement une impulsion ou un signal rectangulaire, est appliqué à leurs bornes d'entrée.

Nous commencerons par l'étude de ces derniers car les précédents, qui utilisent un tube à gaz, sont — actuellement — rarement employés. Un type classique d'oscillateur de signaux en dents de scie commandé est représenté sur la **figure 13**. Il nécessite — pour son fonctionnement — la présence à ses bornes d'entrée d'un signal de forme rectangulaire; le signal désiré est obtenu en mettant à profit le phénomène de la charge d'un circuit RC série, représenté sur la **figure 14**.

Sur cette figure, la première partie de la courbe est sensiblement linéaire et elle peut être utilisée comme partie ascendante d'un signal en dents de scie. Si nous considérons, alors, le schéma de la figure 13, nous pouvons remarquer que, lorsque le signal d'entrée passe de sa valeur maximale à sa valeur minimale, la tension grille de la triode descend au dessous du «cut-

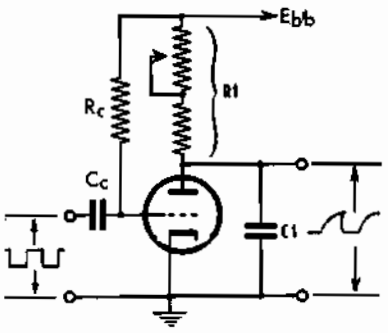


Fig. 13 - Schéma de principe d'un générateur de signaux en dents de scie. Son fonctionnement requiert l'application de signaux rectangulaires à ses bornes d'entrée.

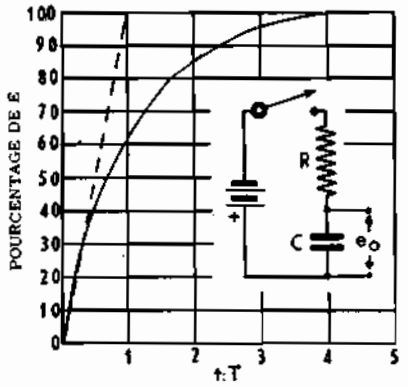


Fig. 14 - Analyse graphique de la charge d'un condensateur dans un circuit du type RC série. En abscisse le temps, en ordonnée le pourcentage de tension.

off». Il en résulte que le courarnt traversant la résistance R1 tombe à zéro et que la tension aux bornes de C1 baisse brusquement. Ensuite, la tension aux bornes de C1 recommence à augmenter en suivant la courbe de la figure 14, dont la première partie est sensiblement linéaire. La durée de cette phase dépend de la fréquence de repétition du signal rectangulaire appliqué à l'entrée. En effet, dès que la tension d'entrée augmente brusquement sous l'effet de l'alternance positive de l'onde rectangulaire, la grille du tube est portée à une tension supérieure au seuil de déblocage et, par suite, la différence de potentiel aux bornes de C1 tombe brutalement à sa valeur minimale. Elle reste à cette valeur jusqu'au début d'un nouveau cycle négatif du signal de commande. On obtient, ainsi, un signal en dents de scie dont la fréquence est parfaitement synchronisée sur celle du signal pilote appliqué à l'entrée.

La **figure 15** représente un générateur de tensions en dents de scie négatives, employant une pentode comme source de courant de charge constant. V1 et V2 sont, normalement,conducteurs. Le début de la dent de scie négative s'obtient quand on applique sur la grille de V1 un signal négatif, dont l'effet est d'interdire le passage du courant dans le tube. Naturellement, l'amplitude de la tension négative que l'on applique sur la grille de V1 doit être égale, ou plus grande, que la somme du potentiel de coupure et de l'amplitude du signal que l'on désire obtenir à la sortie.

Dès que V1 se débloque, V2 commence à décharger le condensateur C1 et au fur et à mesure qu'il se décharge, la tension plaque de V2 diminue. Toutefois son courant anodique reste constant puisque la résistance dynamique de plaque de V2 est relativement élevée, s'agissant d'une pentode. Au moment où la partie positive de l'onde rectangulaire appliquée à l'entrée se superpose à la tension grille de V1, cette triode se débloque et provoque immédiatement une diminution de la tension anodique de V2, ce qui complète la dent de scie négative recueillie à la sortie. Egalement dans ce cas, en faisant varier la valeur de la résistance R1, on peut obtenir différentes inclinaisons de la partie descendante du signal de sortie

Un autre genre de montage assez fréquemment utilisé pour la production de tensions en dents de scie est le générateur de **Miller**. Il existe des générateurs de Miller à triode et à pentode.

Le schéma d'un oscillateur de Miller à pentode est donné sur la **figure 16**. Les impulsions de commande sont, ici, envoyées sur la grille de suppression. Dans les conditions normales, la tension négative appliquée à la grille de suppression est suffisante pour annuler le courant anodique du tube. Mais alors la pentode se comporte comme une triode, car la grille-écran fait fonction de plaque. Pendant cette période, la tension sur la grille de commande est peu différente de celle de la cathode, en raison de la forte chute de tension aux bornes de la résistance R, produite par la présence d'un courant grille.

Si on applique une tension positive sur la grille de suppression, le potentiel de celle-ci s'élève au dessus du seuil de coupure et une brusque augmentation du courant anodique se produit, donnant naissance à une tension aux bornes de la résistance de charge de la pentode. La tension anodique de celle-ci descend alors de Ebb à Ebb - ΔE, comme le montre la courbe de la **figure 17**. Puis le courant plaque continue à augmenter d'intensité sous l'effet du couplage de la plaque avec la grille de commande. Mais, cette fois-ci, l'augmentation n'est pas brutale, elle se fait plus lentement, d'une manière linéaire. La tension anodique descendra, alors, linéairement à la valeur Ebmin. Quand l'impulsion négative suivante parvient à la grille de suppression, la lampe se bloque, le courant anodique tombe brusquement à zéro et l'unique courant qui passe encore dans la résistance RL est celui provenant de la décharge du condensateur. En résumé, la variation de la tension sur la plaque du tube suit la courbe de la figure 17, qui montre clairement les différents paliers précisés ci-dessus. Mais on voit que cette courbe ne présente qu'une vague ressemblance avec la dent de scie classique (négative). Un montage qui, dérivé du générateur de Miller, donne à cet égard de bien meilleurs résultats est le montage **«phantastron»**.

La **figure 18** donne le schéma de principe d'un phan-

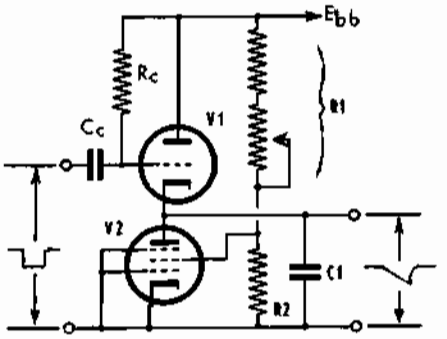


Fig. 15 - Schéma de principe d'un générateur pour la production de dents de scie négatives. Ce circuit nécessite également des impulsions de commande rectangulaires.

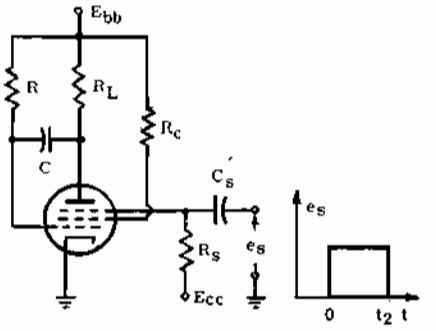


Fig. 16 - Exemple d'un montage « Miller » à pentode. On a représenté, à droite, la forme des impulsions de commande appliquées à la grille de suppression.

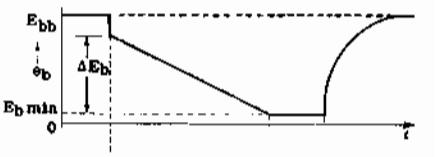


Fig. 17 - Représentation graphique de la forme de la tension. plaque du générateur « Miller » de la figure 16. Le signal obtenu est semblable à un signal en dents de scie.

tastron. On voit que le condensateur de réaction C a été remplacé par un dispositif plus complexe, comprenant une triode, faisant office d'interrupteur électronique. On arrive, ainsi, à supprimer la «queue» de la dent de scie, que l'on peut voir sur la figure 17, puisque la décharge du condensateur, se faisant maintenant dans la triode, n'a plus aucune influence sur la tension anodique de la pentode. On remarquera, dans ce montage, la présence des deux diodes D1 et D2, dont la fonction est de limiter les tensions positives par rapport à la masse, d'une part de la grille du tube triode (et donc de la plaque de la pentode qui lui est reliée) et, d'autre part, de la grille de suppression.

On doit également remarquer que, dans le montage phantastron une partie des impulsions positives est appliquée à la grille-écran. Ces impulsions favorisent la brusque augmentation de la tension de grille-écran qui doit se produire, normalement, par suite de la diminution du courant passant dans sa résistance de charge quand le courant anodique commence à apparaître. On obtient sur la grille-écran des signaux dont la forme se rapproche notablement d'une onde rectangulaire et l'on pourrait, en envoyant ces signaux sur la grille de suppression, réaliser un circuit phantastron auto-oscillateur, c'est à dire produisant des tensions en dents de scie sans qu'il soit nécessaire de le commander par des impulsions extérieures.

CIRCUITS POUR LA MODIFICATION DES FORMES D'ONDES

Dans les applications pratiques, il est parfois nécessaire — comme nous l'avons mentionné dans la précédente leçon — de changer ou de modifier la forme des signaux. Ceci peut se faire au moyen de circuits RC et RL, avec des constantes de temps appropriées; parmi ces circuits, les plus couramment employés sont le circuit **différentiateur** et le circuit **intégrateur.**

Circuits différentiateurs - Ces circuits donnent une tension de sortie dont l'amplitude est proportionnelle à la vitesse de variation de la tension d'entrée.

Nous nous bornerons, ici, à étudier le type le plus simple de circuit différentiateur (**figure 19**). On voit qu'il est constitué par un unique circuit RC. En effet, on peut employer pour la différentiation des signaux un simple condensateur, car le courant qui le traverse est égal au produit de la vitesse de variation de la tension appliquée par la capacité du condensateur. Celle-ci étant, dans chaque cas déterminé, une constante, il devient évident que le courant passant dans le condensateur est bien proportionnel à la vitesse de variation de la tension.

Il est souvent plus intéressant de recueillir à la sortie une tension plutôt qu'un courant, c'est pourquoi on met une résistance R en série avec le condensateur C on obtient ainsi, aux bornes de cette résistance, une tension proportionnelle à la vitesse de variation de la tension appliquée à l'entrée du circuit; on a donc bien réalisé un circuit différentiateur.

Etudions, maintenant, les tensions que l'on peut recueillir à la sortie d'un différentiateur lorsqu'on applique à l'entrée différentes formes d'ondes. Supposons, tout d'abord qu'une tension continue soit appliquée à l'entrée: dans ce cas, quelle que soit la valeur de cette tension, elle reste constante, c'est-à-dire que sa vitesse de variation est nulle. En conséquence la tension de sortie sera également nulle.

Voyons, par contre, ce qui se passe lorsqu'on applique à l'entrée d'un différentiateur une tension augmentant uniformément, suivant une ligne droite. Une telle tension peut être comparée à celle représentée par la partie inclinée de la forme d'onde en dents de scie. Nous savons que cette tension augmente régulièrement: sa vitesse de variation est positive (puisque la tension augmente) et constante. A la sortie du différentiateur, on recueillera donc une tension continue positive dont la valeur dépendra, naturellement, des valeurs choisies pour C et R

De même une tension uniformément décroissante (partie inclinée d'une dent de scie négative) produira, à la sortie du différentiateur, une tension continue

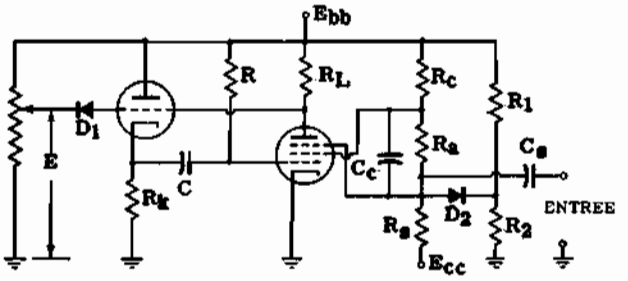


Fig. 18 - Montage oscillateur pour la production de signaux en dents de scie du type « phantastron », dérivé du circuit Miller. Il produit des signaux plus réguliers.

Fig. 19 - Exemple simple d'un circuit différentiateur. Ses caractéristiques dépendent de la constante de temps RC. Le courant est proportionnel à la vitesse de variation de la tension d'entrée.

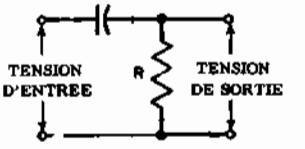
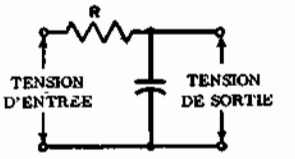


Fig. 20 - Circuit intégrateur symétrique du circuit différentiateur de la figure 19. Comme on le voit, les éléments R et C ont été intervertis. Il peut être comparé à un filtre « passe-bas » simple.



négative; ceci en raison du fait, que, si une tension décroît, sa vitesse de variation est négative.

En gardant présent à l'esprit ces trois cas fondamentaux, il sera facile au lecteur de déterminer la forme des tensions que l'on peut obtenir à la sortie d'un circuit différentiateur lorsqu'on applique à son entrée différents types de formes d'ondes d'allure géométrique (onde carrée, rectangulaire, impulsion, dents de scie, onde trapézoïdale, etc...).

Dans le cas où la forme d'onde appliquée à l'entrée présente des parties curvilignes, la tension recueillie à la sortie du différentiateur ne peut pas être déterminée aussi facilement. Il faut alors employer des méthodes d'analyse mathématique assez compliquées. Indiquons simplement, à titre d'exemple, qu'en appliquant ces méthodes, on parvient à la conclusion suivante: si l'on injecte à l'entrée une tension sinusoïdale on recueille à la sortie une tension également sinusoïdale.

Si nous remarquons qu'un circuit différentiateur est pratiquement identique au circuit de couplage par résistance et capacité utilisé dans les amplificateurs, nous voyons que ce genre de couplage est parfaitement adapté à la transmission des signaux sinusoïdaux, mais qu'il peut très souvent modifier profondément la forme d'autres genres de signaux. Il faut aussi tenir compte du fait que la réponse du circuit aux variations de la tension d'entrée dépend de la constante de temps. Si celle-ci est très faible, les raisonnements développés jusqu'à présent sont pleinement valables. Si la constante de temps est élevée, il faut, pour déterminer la forme d'onde obtenue à la sortie, tenir compte du fait que la réponse du circuit est considérablement ralentie.

Circuits intégrateurs - Un circuit intégrateur peut être considéré comme étant un circuit d'accumulation, dont la tension de sortie est proportionnelle à l'énergie totale emmagasinée. Le type le plus classique de circuit intégrateur est représenté sur la **figure 20**. Le principe de fonctionnement est très simple; nous savons, en effet, que la tension aux bornes d'un condensateur est proportionnelle à sa charge électrique. Plus forte est la capacité, plus élevée sera la tension à ses bornes. Si nous appliquons un courant constant au condensateur, la tension augmente avec une vitesse constante. En théorie il suffit donc d'un condensateur pour constituer un circuit intégrateur. On ajoute la résistance en série en raison du fait qu'il est naturellement plus facile d'intégrer des tensions que des courants, et cette résistance permet d'appliquer des tensions à l'entrée du circuit. Dans ce cas, ces tensions d'entrée provoquent le passage d'un courant, qui leur est proportionnel, dans la résistance R et donc dans le condensateur C.

Le circuit intégrateur de la figure 20 peut être considéré comme étant du même type qu'un filtre passe-bas. L'unique différence est que, pour qu'il agisse en tant que circuit intégrateur, il faut que sa constante de temps soit au moins dix fois plus grande.

On peut également réaliser un circuit intégrateur en montant en série une résistance et une inductance. Dans ce cas, le signal d'entrée est appliqué aux bornes de l'ensemble, tandis que le signal de sortie est recueilli aux bornes de la seule résistance. Le fonctionnement est basé sur le fait que, si l'on applique une tension de forme rectangulaire aux bornes d'une inductance, pendant la partie positive de l'impulsion, le courant croît régulièrement de zéro à un maximum, limité par la durée de l'impulsion. Naturellement ,il faut que la durée de celle-ci soit très inférieure à la constante de temps du circuit intégrateur. Dans ce circuit, comme pour les autres, la résistance série a pour fonction de transformer les variations de courant en variations de tensions proportionnelles.

Lors de l'étude d'un tel circuit, il faut nécessairement tenir compte de la capacité répartie de l'enroulement de l'inductance. Cette capacité forme avec l'inductance un circuit LC qui tend à osciller sur sa fréquence de résonance propre. Ceci est souvent un inconvénient car, même en réalisant soigneusement cette inductance, on ne réussit pas toujours à éliminer complètement ces oscillations parasites qui, fréquemment se mélangent au signal de sortie.

Leçon n° 93

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 91 et 92

N. 1 — Quel type de signal peut-on obtenir à la sortie des montages multivibrateurs ? Pour quelle raison ?

N. 2 — Parmi les divers montages multivibrateurs, quels sont ceux qui doivent nécessairement être excités par des impulsions extérieures et ceux qui, par contre, peuvent osciller d'eux-même ?

N. 3 — Comment peut-on synchroniser un multivibrateur estable ?

N. 4 — Sur quel phénomène est basé le fonctionnement de la plupart des générateurs de signaux en dents de scie ?

N. 5 — Quel effet obtient-on en faisant passer un signal de forme quelconque dans un circuit différentiateur ?

N. 6 — Quel effet obtient-on en faisant passer un signal de forme quelconque dans un circuit intégrateur ?

N. 7 — Quel est le principe de fonctionnement de l'oscillateur bloqué ?

N. 8 — Quelle est la principale différence entre le tube de Braun et le tube de Johnson ? Quel est l'avantage que le second présente sur le premier ?

N. 9 — Quelle direction un électron tend-il à prendre par rapport aux lignes de force électrostatique, et aux lignes équipotentielles ?

N. 10 — Quelle est la caractéristique de la force subie par un électron plongé en un point quelconque d'un champ électrostatique ?

N. 11 — De quelle façon peut-on dévier un rayon électronique ?

N. 12 — Quels sont les phénomènes physiques permettant de concentrer le point lumineux et de le faire déplacer sur l'écran ?

N. 13 — Par quel moyen peut-on faire varier l'intensité d'un rayon cathodique et, par conséquent la luminosité du point sur l'écran ?

N. 14 — Comment règle-t-on la concentration ?

N. 15 — Quelle est la propriété des substances luminescentes qui a permis la réalisation du tube à rayons cathodiques ?

N. 16 — A quoi est due la couleur de la lumière produite par un écran fluorescent ?

N. 17 — Quelles sont les électrodes constituant le canon à électrons d'un tube triode ?

N. 18 — Quelles sont les électrodes permettant de faire déplacer le point lumineux sur l'écran ?

N. 19 — Qu'entend-t-on par « persistance » de la trace lumineuse sur l'écran ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 715

N. 1 — Dans les corps ferromagnétiques doux, le magnétisme disparait dès que cesse la cause qui l'a fait naître; il subsiste dans les corps ferromagnétiques durs.

N. 2 — La prémagnétisation du ruban par un courant de fréquence ultra sonore (inaudible).

N. 3 — Il s'effectue en faisant passer le ruban magnétique, avec une vitesse rigoureusement constante, devant l'entrefer d'une tête magnétique excitée par le courant phonique convenablement amplifié.

N. 4 — Non. En effet, particulièrement dans les magnétophones d'amateurs, une seule tête est utilisée pour ces deux usages.

N. 5 — En faisant défiler le ruban, à sa vitesse normale, devant une tête alimentée par un courant à fréquence ultra-sonore sous une intensité convenable.

N. 6 — La fidélité du microphone, de l'amplificateur, la qualité de la tête d'enregistrement et la vitesse de défilement du ruban.

N. 7 — Parce que, en augmentant la vitesse de défilement du ruban, chaque cycle d'une fréquence élevée peut alimenter une portion de ruban dont la largeur est supérieure à celle d'une particule de fer.

N. 8 — En faisant en sorte que la courbe de réponse de l'amplificateur compense la non linéarité de la tête.

N. 9 — Cinq fois la fréquence maximale des sons à enregistrer.

N. 10 — Il sert à contrôler le niveau de la modulation.

N. 11 — En appliquant le théorème de Fournier, selon lequel tout signal non sinusoïdal peut être décomposé en une série d'ondes sinusoïdales (harmoniques) ayant des fréquences multiples de la fondamentale.

N. 12 — La symétrie par rapport à l'axe zéro, la symétrie « demi-onde » et « quart d'onde ».

N. 13 — Elles ne sont pas valables, car elles sont basées exclusivement sur la supposition que le signal passant dans le condensateur ou l'inductance est de forme sinusoïdale.

N. 14 — La premiére méthode consiste à décomposer le signal d'entrée en toutes les harmoniques qui le composent et à examiner successivement le comportement de chacune d'entre elles. Puis, pour obtenir la forme d'onde du signal de sortie, on effectue la recomposition du signal. Une autre méthode est basée sur la réponse du circuit aux tensions transitoires.

N. 15 — Les ondes carrées et rectangulaires, les dents de scie et les impulsions.

N. 16 — Les harmoniques d'ordre pair.

N. 17 — Le temps « montée » est le temps que met le signal pour passer de 10% à 90% de son amplitude totale. La « durée » est l'intervalle de temps pendant lequel le signal reste à sa valeur maximale. Le temps de « descente » est le temps nécessaire pour passer de la valeur maximale à la valeur minimale.

N. 18 — L'effet principal se produit sur la partie de la forme d'onde qui est la plus inclinée par rapport à l'axe horizontal. Dans le cas des impulsions, en particulier, il en résulte une déformation du front avant et du front arrière et un arrondissement des angles.

N. 19 — Dans ce cas, l'effet principal se produit sur les parties du signal qui sont parallèles à l'axe horizontal; ces parties cessent d'être rectilignes et s'incurvent.

TABLEAU 86 - EXEMPLES DE MONTAGES MULTIVIBRATEURS A LAMPES

Dans ce tableau nous avons réuni, pour la commodité du lecteur, un certain nombre de schémas de montages multivibrateurs à lampes en indiquant les valeurs des éléments. A côté des schémas usuels, sont dessinées les formes d'ondes des signaux présents sur les différentes électrodes des tubes.

Les symboles portés sur les schémas et sur les formes d'ondes ont les signification suivantes:

E_{bb} = tension positive maximale (anodique)

E_{cc} = tension négative maximale (polarisation grille).

E_{co} = tension de coupure du tube (cut-off).

Les deux premiers schémas concernent deux montages de multivibrateurs bistables, l'un d'eux étant du type normal, utilisant une double-triode 12AU7, et l'autre d'un type spécial, utilisant quatre pentodes E180F. Ce dernier multivibrateur présente la particularité d'avoir un temps de montée et un temps de descente extrêmement courts et il est donc capable de produire des signaux rectangulaires de fréquence très élevée.

Nous avons, ensuite, représenté deux types de multivibrateurs monostables: l'un à couplage plaque-grille et l'autre à couplage par les cathodes.

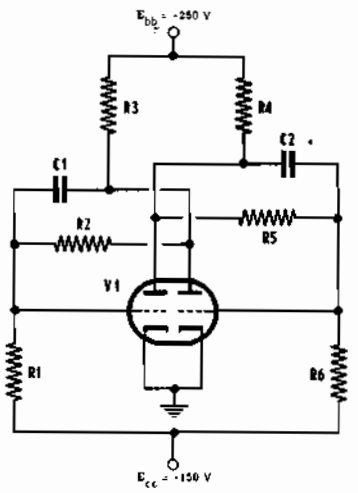
Enfin, nous donnons le schéma d'un multivibrateur astable comportant une double-triode 6J6 (ou ECC91).

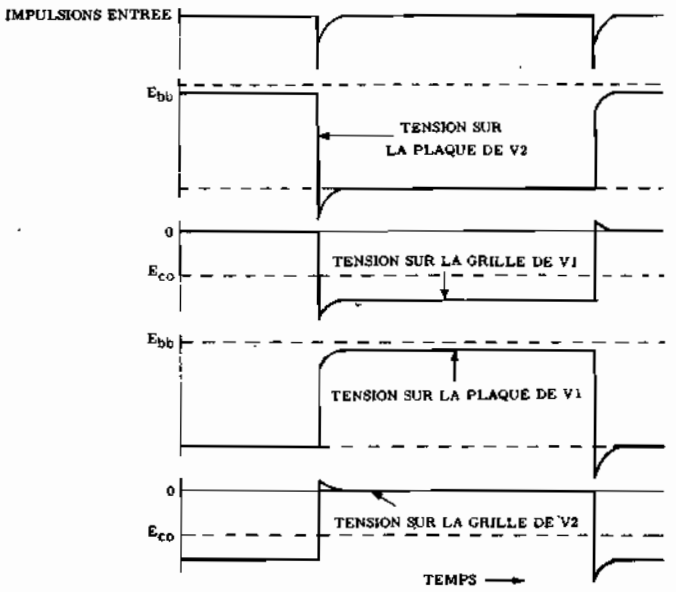
Etant donné que ces montages sont tous d'une réalisation et d'une mise au point assez faciles, nous conseillons d'entreprendre la construction d'au moins un d'entre-eux, que l'on pourra faire sur un petit châssis d'aluminium. Il pourra être alimenté par une alimentation séparée utilisée pour d'autres montages.

Dans les deux prochaines leçons, nous étudierons l'oscilloscope à rayons cathodiques et décrirons une réalisation pratique d'un de ces instruments; ceux de nos lecteurs qui le construiront, pourront alors observer directement sur l'écran les différentes formes d'ondes, représentées en marge des schémas de ce tableau en branchant la sonde de l'instrument aux différentes broches des tubes.

MULTIVIBRATEUR BISTABLE NORMAL

R1 = 470 kΩ
R2 = 470 kΩ
R3 = 22 kΩ
R4 = 22 kΩ
R5 = 470 kΩ
R6 = 470 kΩ
C1 = 100 pF
C2 = 100 pF
V1 = 12AU7 (ECC82)





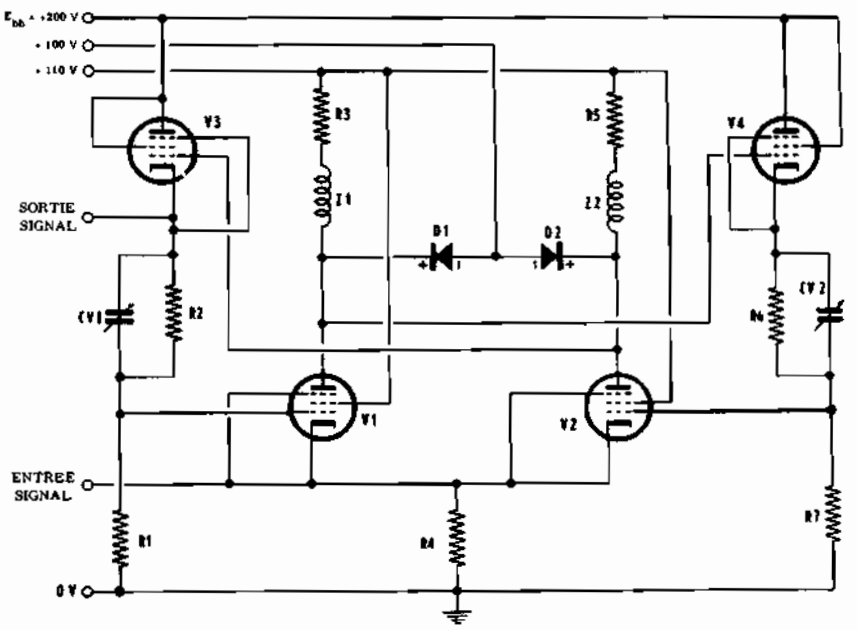
MULTIVIBRATEUR BISTABLE POUR FREQUENCES ELEVEES

R1, R2 = 2 kΩ, 2 W
R3 = 470 Ω
R4 = 2,2 kΩ, 2 W
R5 = 470 Ω
R6, R7 = 2 kΩ, 2 W
Z1, Z2 = 5 µH
CV1, CV2 = 6-30 pF
V1, V2, V3, V4 = E180F

Ce montage présente les modifications fondamentales suivantes:

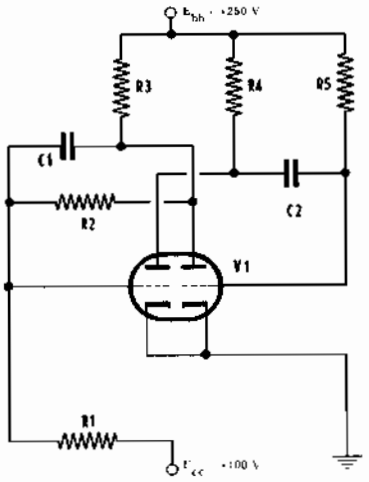
1) On utilise des pentodes, au lieu des triodes, car elles permettent d'obtenir une meilleure amplification des fréquences élevées, ce qui, dans ce cas, signifie un passage plus rapide de l'état de fonctionnement à celui de blocage, et inversement.

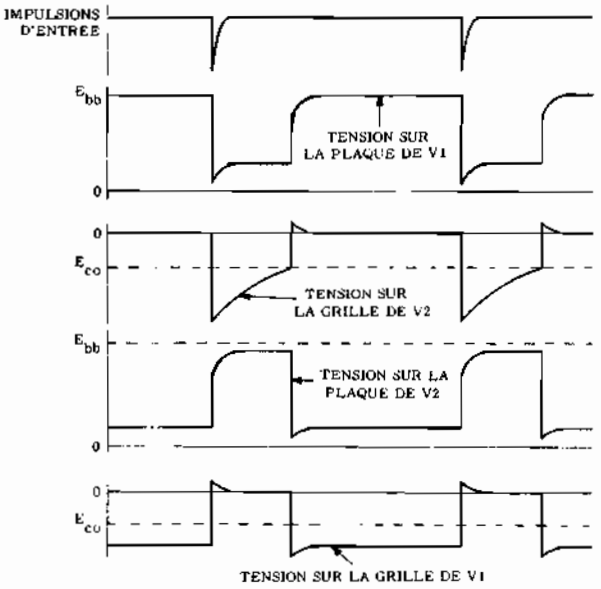
2) Les liaisons plaque-grille sont faites au moyen de deux étages pentodes à sortie sur la cathode (au lieu d'être simplement réalisées au moyen du classique circuit RC), ce qui permet de diminuer encore le temps de réponse.



MULTIVIBRATEUR MONOSTABLE A COUPLAGE PLAQUE-GRILLE

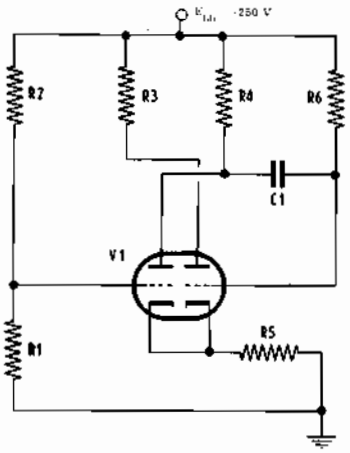
R1 = 1 MΩ
R2 = 1,5 MΩ
R3 = 25 kΩ
R4 = 100 kΩ
R5 = 1 MΩ
C1 = 47 pF
C2 = 700 pF
V1 = 12AU7 (ECC82)

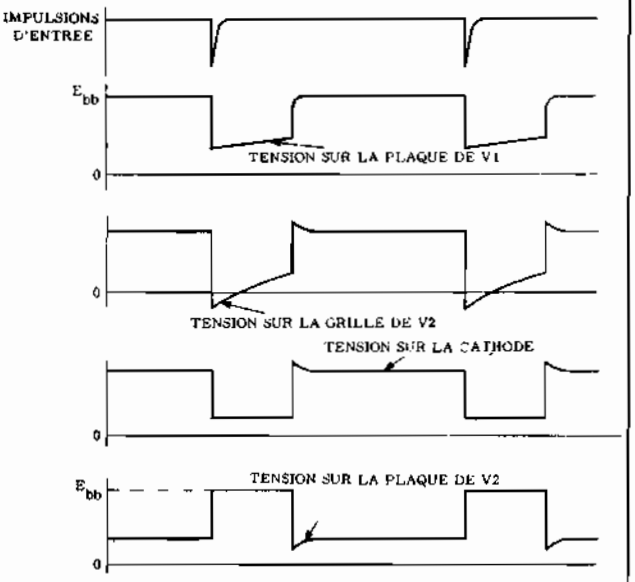




MULTIVIBRATEUR MONOSTABLE A COUPLAGE PAR LES CATHODES

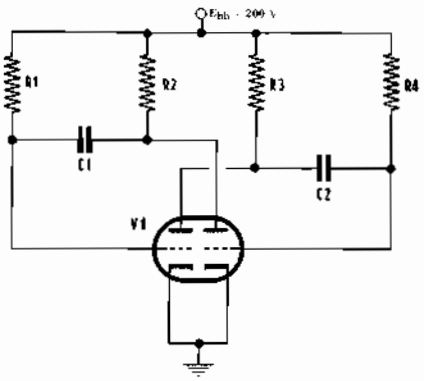
R1 = 100 kΩ
R2 = 1 MΩ
R3 = 10 kΩ
R4 = 47 k=
R5 = 3,3 kΩ
R6 = 1 MΩ
C1 = 800 pF
V1 = 6J6 (ECC91)

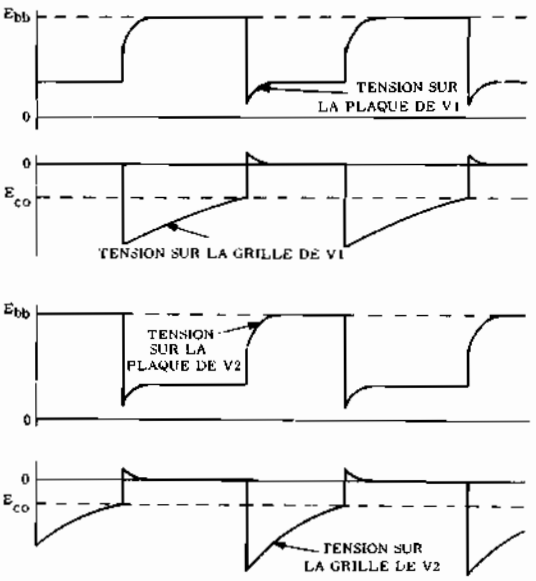




MULTIVIBRATEUR ASTABLE

R1 = 1 MΩ
R2 = 12 kΩ
R3 = 12 kΩ
R4 = 1 MΩ
C1 = 115 pF
C2 = 115 pF
V1 = 6J6 (ECC91)





Ce type de multivibrateur, bien que pouvant être employé comme générateur autonome d'oscillations, est généralement commandé (ou, pour mieux dire, synchronisé) au moyen d'impulsions extérieures. En effet, en l'absence de synchronisation, la fréquence des signaux est instable.

TABLEAU 87 - EXEMPLES DE MONTAGES MULTIVIBRATEURS A TRANSISTORS

Dans ce tableau, nous présentons une série de schémas de montages multivibrateurs à transistors et indiquons, pour certains, les formes d'ondes sur les électrodes.

Sont représentés quatre multivibrateurs bistables; deux multivibrateurs monostables, dont l'un à couplage par les émetteurs; un multivibrateur astable normal et un à couplage par les émetteurs. Nous verrons également un exemple de multivibrateur à couplage inductif.

Les symboles utilisés pour les signaux présents sur les différentes électrodes des transistors ont les significations suivantes:

e_{c1} = tension sur le collecteur de T1

e_{c2} = tension sur le collecteur de T2

e_{b1} = tension sur la base de T1

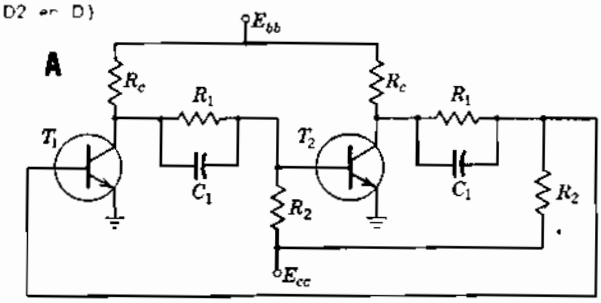
e_{b2} = tension sur la base de T2

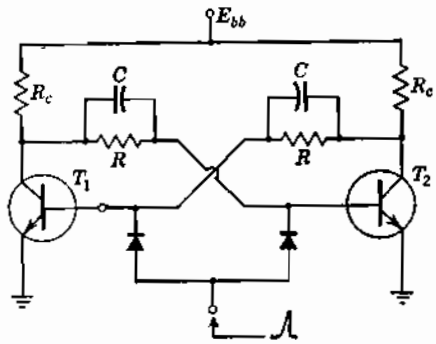
e_e = tension sur les émetteurs.

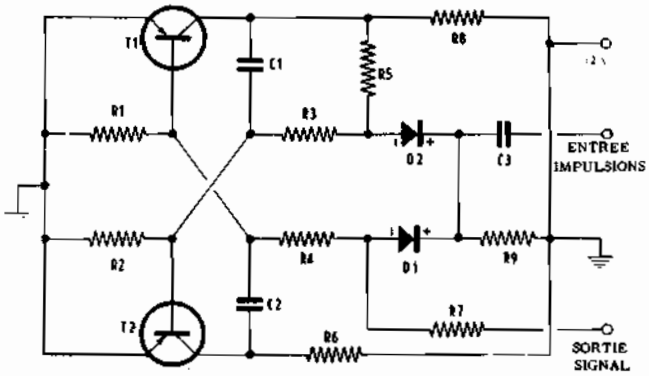
Cette fois, également, les schémas indiqués peuvent être facilement réalisés, car toutes les valeurs des éléments sont indiquées. On utilisera des transistors du type normal Basse Fréquence (0C70, 0C71, 0C76).

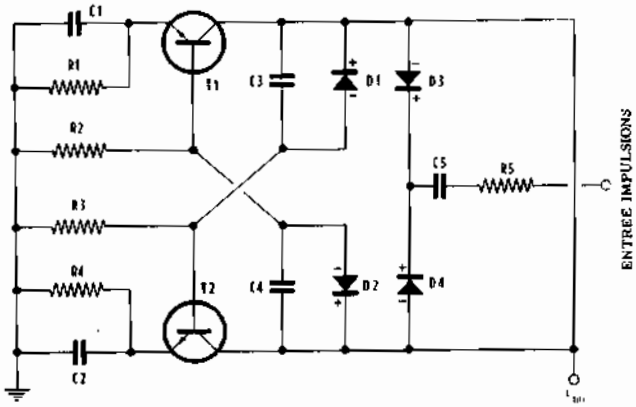
MULTIVIBRATEUR BISTABLE A TRANSISTORS

En **A** est représenté le type le plus simpe de multivibrateur bistable à transistors; en **B** on peut voir un montage du même genre pourvu d'une entrée pour impulsions de commande positives. Un autre circuit de ce type, légèrement plus compliqué, est représenté en **C**; dans ce montage, les impulsions de commande peuvent être de forme carrée. Pour éviter que, dans ce montages, les transistors travaillent dans leur zone de saturation, en raison de l'important retard qui se produit lors du passage de la zone de conduction à la zone d'interdiction, il convient de prévoir deux diodes (D1 et D2 en D)

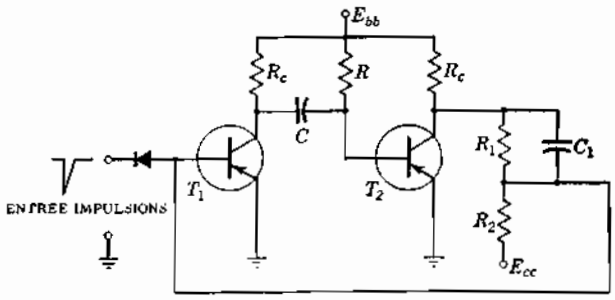


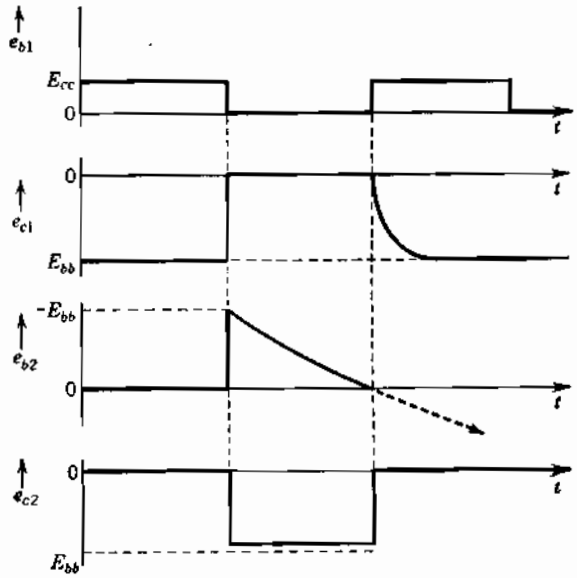






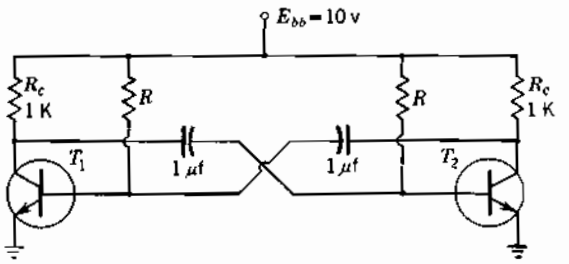
MULTIVIBRATEUR MONOSTABLE A TRANSISTORS

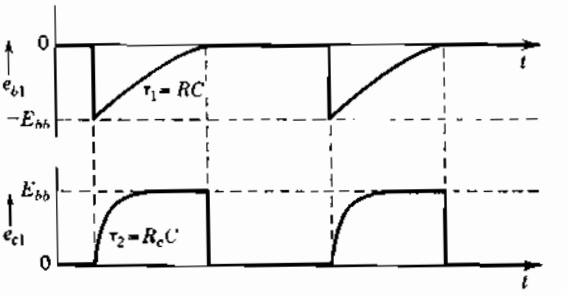




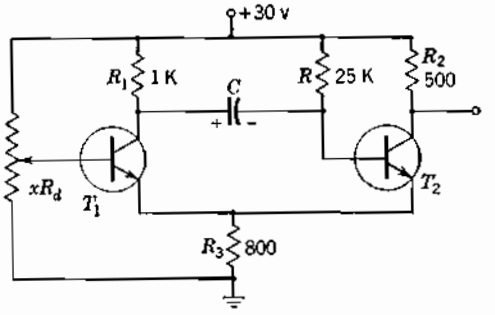
Ce montage, pour le fonctionnement duquel des impulsions de commande négatives sont nécessaires, est semblable à celui à tube correspondant. La ligne en pointillés qui continue le signal de la base de T2, va jusqu'à la valeur Ebb.

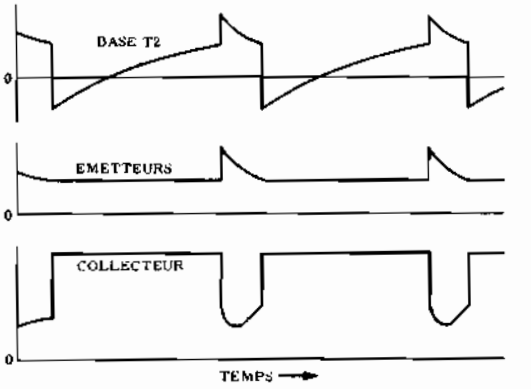
MULTIVIBRATEUR ASTABLE A TRANSISTORS



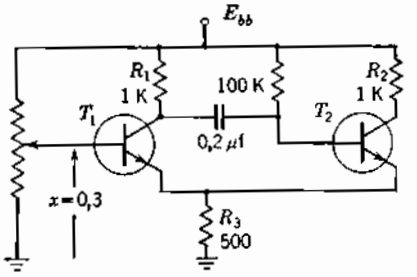


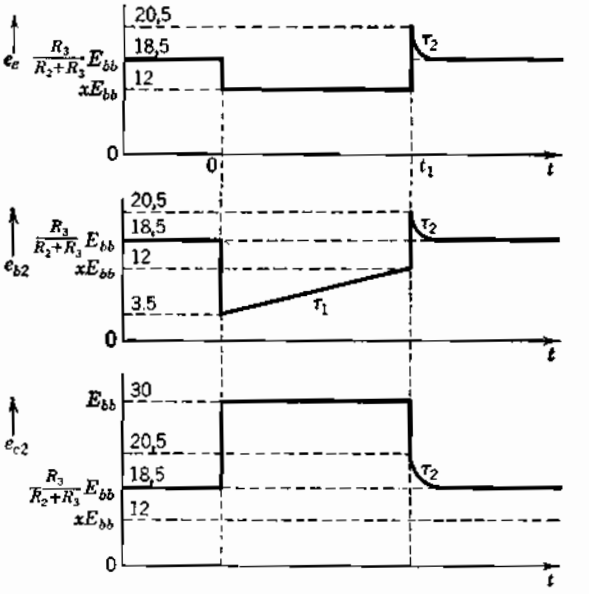
MULTIVIBRATEUR MONOSTABLE A COUPLAGE PAR LES EMETTEURS





MULTIVIBRATEUR ASTABLE A COUPLAGE PAR LES EMETTEURS

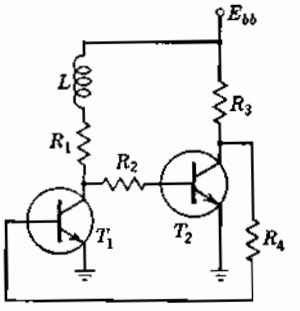




Dans ce montage, un des couplage entre base et collecteur a été remplacé par une liaison directe entre les deux émetteurs. Il n'y a donc qu'une seule résistance de polarisation.

MULTIVIBRATEUR A COUPLAGE INDUCTIF

Dans les montages à couplage par capacité étudié jusqu'ici, une des deux conditions de fonctionnement impliquait l'interdiction du passage du courant dans les transistors (ou les tubes); dans ce circuit, par contre, on fait appel à la saturation du transistor et l'élément apte à la provoquer n'est plus un condensateur, mais une inductance.



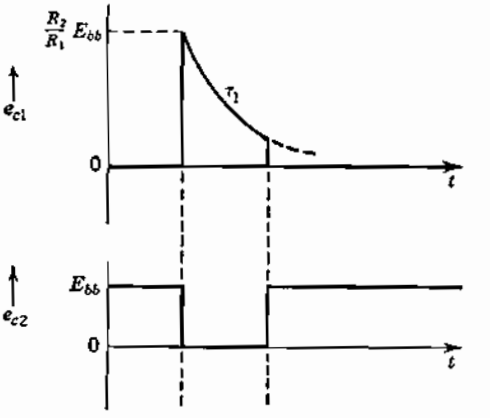
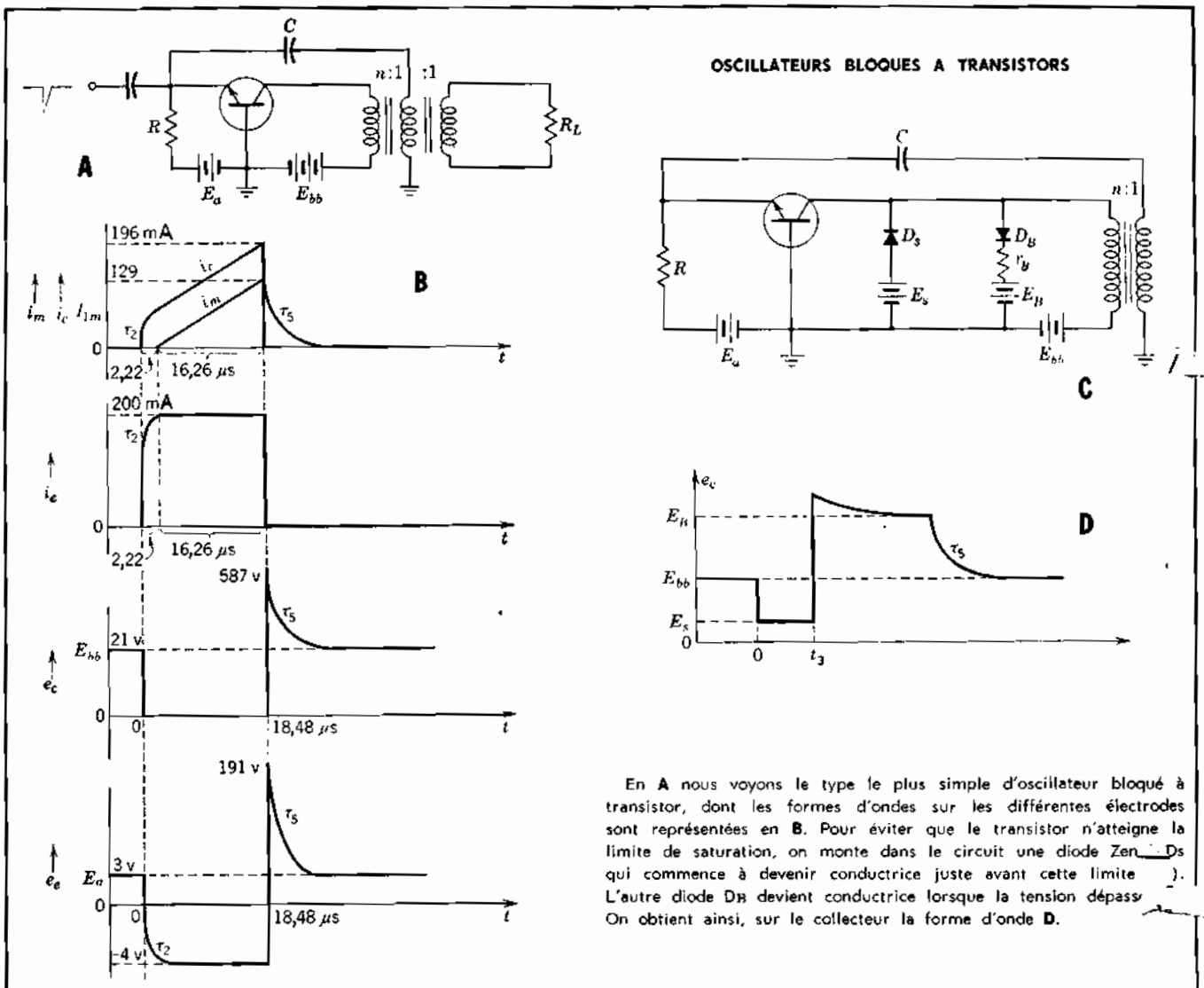
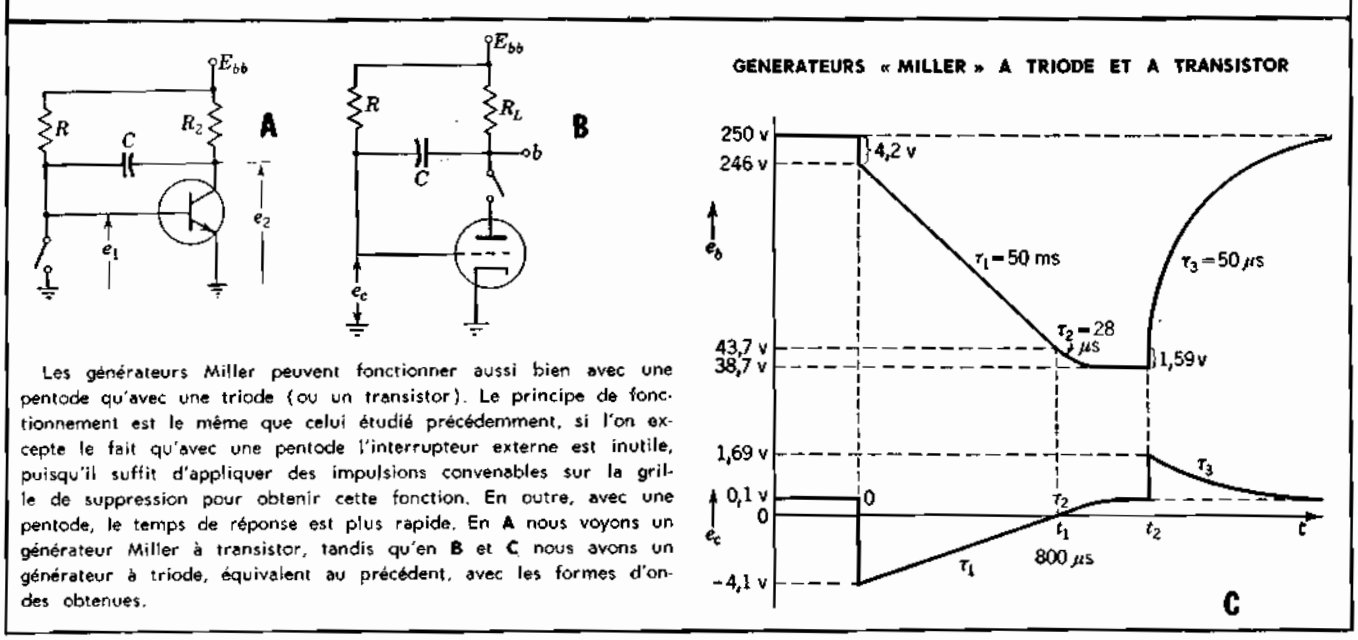


TABLEAU 88 - OSCILLATEURS BLOQUES ET GENERATEURS DE DENTS DE SCIE

Nous avons réuni dans ce tableau deux schémas typiques d'oscillateurs bloqués à transistors, avec les formes d'ondes correspondantes, et deux montages générateurs. La tensions en dents de scie du type « Miller », l'un à tube et l'autre à transitor. La différence entre les circuits « Miller » représentés ici et ceux décrits dans la leçon précédente à trait au type de tube employé. Les circuits « Miller » à triode, représentés ci-dessous, ont un temps de réponse plus long que ceux du type pentode, décrits antérieurement.



En **A** nous voyons le type le plus simple d'oscillateur bloqué à transistor, dont les formes d'ondes sur les différentes électrodes sont représentées en **B**. Pour éviter que le transistor n'atteigne la limite de saturation, on monte dans le circuit une diode Zen[illegible] Ds qui commence à devenir conductrice juste avant cette limite [illegible]). L'autre diode DB devient conductrice lorsque la tension dépass[illegible] On obtient ainsi, sur le collecteur la forme d'onde **D**.



Les générateurs Miller peuvent fonctionner aussi bien avec une pentode qu'avec une triode (ou un transistor). Le principe de fonctionnement est le même que celui étudié précédemment, si l'on excepte le fait qu'avec une pentode l'interrupteur externe est inutile, puisqu'il suffit d'appliquer des impulsions convenables sur la grille de suppression pour obtenir cette fonction. En outre, avec une pentode, le temps de réponse est plus rapide. En **A** nous voyons un générateur Miller à transistor, tandis qu'en **B** et **C** nous avons un générateur à triode, équivalent au précédent, avec les formes d'ondes obtenues.

Eléments d'électronique professionnelle

Les multivibrateurs astables

M. Claude Grandfils, Ingénieur des travaux à la Cie d'Electronique Thomson-Houston, vient de publier aux Editions CHIRON le premier tome d'un ouvrage intitulé " Cours de base de l'agent technique électronicien " et que déjà sa popularité fait appeler plus familièrement " le Grandfils " !

Outre ses fonctions actives dans l'industrie, l'auteur a l'expérience de l'enseignement, et plus particulièrement de la formation professionnelle pour adultes. Il en résulte un livre d'une remarquable clarté, exempt de toute digression inutile, où tout ce qui est essentiel est dit et démontré, avec le minimum de formules mathématiques. En outre, de nombreux chapitres comportent des exercices d'application pratique que le lecteur consciencieux s'exercera à résoudre, comparant ensuite sa solution avec celle que donne l'auteur.

Le premier tome, déjà paru, de cet ouvrage fondamental porte en sous-titre : " L'électronique ". On y trouve un rappel de toutes les connaissances théoriques nécessaires, et l'étude de tous les composants actifs ou passifs utilisés dans ce domaine.

Le second tome, à paraître, s'intitulera " La pratique des circuits " et il enseignera comment associer les composants pour leur faire accomplir les diverses fonctions demandées en électronique : redressement, amplification, génération de signaux, modulation et démodulation, comptage, etc.

L'auteur a bien voulu nous autoriser, et nous l'en remercions, à publier pour nos lecteurs de larges extraits de cette deuxième partie. Nous espérons que les chapitres choisis les intéresseront, car leurs applications s'étendent à toute l'électronique, depuis la télécommande ou télémesure jusqu'à l'ordinateur, en passant par la radiodiffusion et la télévision.

1. – GENERALITES

Les multivibrateurs astables sont des oscillateurs fournissant des signaux rectangulaires. Il est utile de préciser le qualificatif astable, car le terme multivibrateur englobe toute une série de montages se ressemblant assez. A part le montage astable, les autres ne sont pas générateurs, ils servent seulement au changement de forme des signaux. Ils feront l'objet d'un chapitre ultérieur.

Ces multivibrateurs sont aussi bien équipés de transistors que de tubes. Les transistors équipant ce genre de montages fonctionnent dans des conditions tout à fait différentes de celles des montages à action proportionnelle, dits aussi linéaires. La technique d'emploi des transistors dans les montages à action par tout ou rien, porte pour nom : régime de commutation des transistors.

Les multivibrateurs en général sont à la base des circuits de comptage employés dans les machines à calculer numériques. C'est précisément à cause du développement très grand de ce genre de machines à calculer, que les multivibrateurs représentent un chapitre très important des circuits électroniques.

2. – MULTIVIBRATEUR D'ABRAHAM ET BLOCH

Ce montage est aussi un système à réaction positive puisque deux étages, tous deux inverseurs de phase, sont connectés de telle manière que l'entrée de chacun soit réunie à la sortie de l'autre.

Supposons que les cathodes soient chauffées depuis un temps suffisant et qu'on applique la tension anodique en même temps sur les deux tubes. Aucun des tubes n'est polarisé, et on serait tenté de croire que le courant anodique va s'établir de manière identique dans les deux tubes si le montage est entièrement symétrique. En réalité il n'en est rien ; car une différence infime dans la vitesse de croissance des courants va communiquer sur la grille de l'autre tube une tension positive différente de celle du premier tube. Cette différence de tension va être accentuée par la réaction

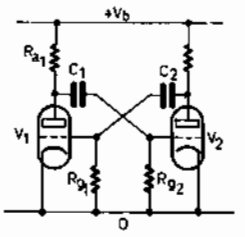


Fig. 1.

positive, si bien que seul un tube va conduire, l'autre restant bloqué.

Pour plus de clarté, supposons que l'équilibre des courants d'anode puisse exister, mais qu'à un certain moment, le bruit de fond fasse apparaître une très légère tension négative sur la grille de V_1. Le courant d'anode de V_1 va très légèrement diminuer ; entraînant une légère augmentation de son potentiel d'anode. Cette augmentation de tension va être transmise à travers C_1 à la grille de V_2. Le courant d'anode de V_2 va augmenter, entraînant une baisse de sa tension d'anode. Cette baisse de tension va être transmise à la grille de V_1 à travers le condensateur C_2. Autrement dit, une cause quelconque faisant varier légèrement le potentiel d'une électrode, va déclencher une variation de tension amplifiée deux fois et de même signe sur cette même électrode. On reconnaît bien ici l'effet d'un système à réaction positive.

Le potentiel de l'électrode, ainsi perturbée, varie jusqu'à ce qu'une saturation limite cette variation. Ainsi, en poursuivant notre exemple, le tube V_1 sera largement bloqué, par une tension bien supérieure à sa tension

Le potentiel de l'électrode, ainsi perturbée, varie jusqu'à ce qu'une saturation limite cette variation. Ainsi, en poursuivant notre exemple, le tube V_1 sera largement bloqué, par une tension bien supérieure à sa tension de cut off. Quant à V_2 il va débiter autant que le permet sa résistance d'anode. Mais les choses ne vont pas demeurer ainsi, car la grille de V_1 ne peut rester toujours négative. Le potentiel de grille de V_1 remonte lentement, parce que le condensateur $C2$ se décharge à travers R_{g1}. Lorsque le cut-off sera sur le point d'être franchi, les premiers électrons feront baisser le potentiel d'anode de V_1 et la réaction positive viendra faire basculer le système en bloquant V_2 et en débloquant V_1. Le système oscillera donc, aussi longtemps qu'il sera alimenté, à une fréquence dépendant des constantes de temps des circuits et d'une manière générale en fonction de tous les éléments du montage.

3. – FORME DES SIGNAUX SUR LES ELECTRODES

Considérons pour plus de simplicité, pour l'instant, que $C_1 = C_2 = C$, que $R_{g1} = R_{g2} = R_g$, que $R_{a1} = R_{a2} = R_a$, et que les tubes sont identiques. Le temps T_o, à partir duquel nous allons examiner le fonctionnement, est choisi à l'instant précis où le tube V_1 vient de se bloquer. Ce bloquage de V_1 est produit par descente de la tension d'anode de V_2 depuis la valeur V_b jusqu'à la valeur de la tension de déchet. Cette descente est transmise intégralement à la grille de V_1 ce qui bloque largement ce tube. Ensuite, le condensateur se décharge lentement à travers R_g et l'impédance de sortie

$$\frac{\rho R_a}{\rho + R_a}$$ du tube V_2.

La constante de temps a donc pour valeur :

$$\theta = C\ (R_g + \frac{\rho R_a}{\rho + R_a}).$$

En général R_g est beaucoup plus grand que ρ et R_a, si bien que la constante de temps simplifiée a pour expression : $\theta = R_g C$.

La tension de grille de V_1 remonte donc avec une vitesse déterminée par cette constante. Lorsque la valeur de cut-off est atteinte le basculement s'opère dans l'autre sens. L'anode de V_2 transmet à la grille de V_1 un échelon important de tension positive à travers C_2. Cet échelon, ou marche de tension, rend la grille de V_1 légèrement positive ; ce qui apparaît sur les graphiques au temps t_1. Le condensateur C_2 se charge à travers $\frac{\rho\ R_a}{\rho + R_a}$ et la résistance ρ_g que présente l'espace grille-cathode de V_1. C'est ce qui produit la petite exponentielle de la figure. La constante de temps de charge de C_2 est beaucoup plus faible que celle de sa décharge parce que ρ_g est beaucoup plus faible que R_g. ρ_g est de l'ordre du kΩ, tandis que R_g est de l'ordre de quelques centaines de kΩ à quelques MΩ. La constante de temps de charge des condensateurs est :

$$\theta_c = C\ (\rho_g + \frac{\rho R_a}{\rho + R_a}).$$

Lors d'un basculement, le potentiel de la grille rendue négative, baisse, de la valeur $V_b - V_{dechet}$, cette tension lui étant communiquée par l'anode de l'autre tube. Le dépassement positif de grille se traduit sur le tube intéressé par un dépassement de la tension d'anode au-dessous de la valeur de déchet.

En dehors de ces dépassements, les angles des différents signaux ont été représentés bien rectangulaires. En réalité ces angles sont légèrement arrondis par les capacités parasites, qui interdisent les variations infiniment rapides de tension sur les électrodes.

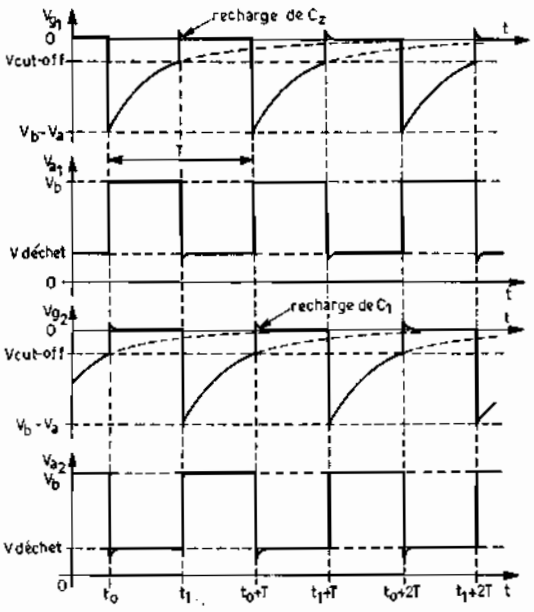


Fig. 2.

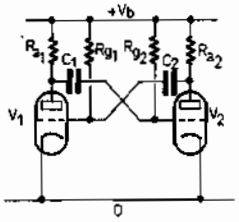


Fig. 3.

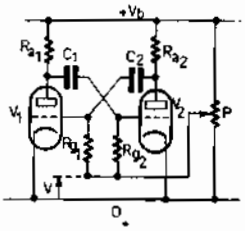


Fig. 4.

4. – VARIANTES DU MONTAGE ABRAHAM ET BLOCH

Les variantes en question consistent à ramener le pied des résistances de grilles non plus au zéro, mais, soit à la tension $+V_b$ comme dans le montage de la figure 3, soit à un potentiel intermédiaire entre $+V_b$ et zéro comme dans le montage de la figure 4. Ces procédés, surtout celui qui consiste à connecter les résistances de grille au potentiel $+V_b$, présentent l'avantage d'obtenir une plus grande précision en fréquence ou en durée des créneaux parce que, l'angle que fait la courbe exponentielle de décharge du condensateur avec le niveau du cut-off est plus grand. Le graphique de la figure 5 montre que la fréquence d'oscillation dépend non seulement de la constante de temps de décharge, mais

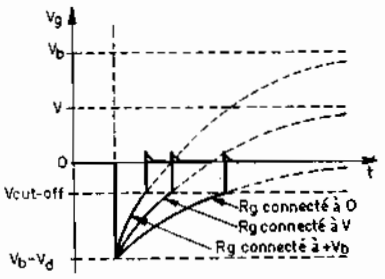


Fig. 5.

de V_b, de V_{dechet}, de $V_{cut\text{-}off}$ et du potentiel auquel sont réunies les résistances de grille. On en déduit donc que le potentiomètre P du montage de la figure 4 pourra permettre un réglage progressif de la fréquence d'oscillation.

5. – RAPPORT CYCLIQUE ET FACTEUR DE FORME

Pour plus de simplicité, nous avons considéré jusqu'ici que le montage était entièrement symétrique. Or il n'en est pas forcément ainsi, et maintenant nous allons envisager le cas général. L'asymétrie du montage se manifeste en particulier par une durée des créneaux positifs différente de celle des créneaux négatifs. Le montage de la figure 6 permet précisément de rompre la symétrie. La résistance de grille de V_1 est la somme de R_{g1} et de la partie gauche de P_1, la résistance de grille de V_2 est la somme de R_{g2} et de la partie droite de P_1. Si $R_{g1} = R_{g2}$, $C_1 = C_2$, et si le curseur de P_1 est au centre, les créneaux positifs et négatifs seront de même durée. Mais si le curseur de P_1 n'est pas au centre il n'en sera plus ainsi. Dans le cas général ou T_1 est différent de T_2 on définit un rapport cyclique et un facteur de forme. Le rapport cyclique est le quotient T_2/T_1 qui est plus petit que 1 sur la figure 7. Si c'était T_1 qui était inférieur à T_2 on aurait fait le quotient inverse de manière à ce que le rapport cyclique soit toujours inférieur à 1. Dans le cas particulier ou $T_1 = T_2$ le rapport cyclique est égal à 1.

Le facteur de forme est le quotient T_1/T ou T_2/T selon que l'on considère que c'est le créneau positif ou négatif qui est utile. De toutes manières, il sera toujours compris entre 0 et 1. Il dépend de la période T, donc de la fréquence $F = 1/T$, tandis que le rapport cyclique ne dépend pas de la fréquence dans le montage proposé. En effet, le déplacement du curseur de P_1 augmente la résistance de grille d'un tube et diminue d'autant celle de l'autre, donc lorsque T_1 augmente, T_2 diminue ou vice versa.

Dans le montage, seul, le potentiomètre P_2 a une action sur la fréquence par variation du potentiel V.

Le facteur de forme n'est pas un nombre particulier aux signaux issus des multivibrateurs. Il s'emploie dans tous les systèmes d'impulsions périodiques. C'est ainsi qu'on l'emploie dans les systèmes radar pour chiffrer le rapport entre le temps de travail de l'émetteur et la somme temps de travail plus temps de repos.

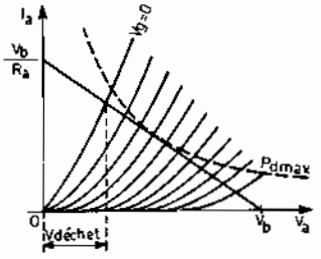


Fig. 6.

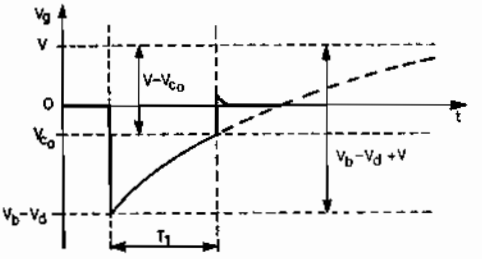


Fig. 7.

6. – CALCULS RELATIFS AU MULTIVIBRATEUR D'ABRAHAM ET BLOCH

Les graphiques des tensions des grilles nous ont montré que la durée des créneaux dépend de la tension de déchet V_d. Donc pour faire des calculs de fréquence, il faut déjà connaître la tension de déchet. Cette tension de déchet peut être connue par tracé de la droite de charge sur le réseau de caractéristiques. La droite de charge coupe la caractéristique pour $V_g = 0$ en un point qui ne doit pas être situé au-dessus de l'hyperbole de dissipation. Cette règle peut comporter des exceptions, mais ces exceptions doivent être bien pesées si on désire une certaine sécurité de fonctionnement.

La tension de déchet étant connue ainsi que les valeurs de V_b et de la tension de cut-off on pourra faire des calculs permettant le projet d'un multivibrateur. Les principaux calculs portent sur la durée des créneaux et sur la fréquence du signal. C'est l'exponentielle de décharge des condensateurs qui permet ces calculs. L'expression générale de charge d'un condensateur à travers une résistance est de la forme :

$$v = E\,e^{-\frac{t}{\theta}} = \frac{E}{e^{\frac{t}{\theta}}}$$

Si c'est le temps t qui est inconnu, l'expression doit être transformée :

$$\frac{E}{v} = e^{\frac{t}{\theta}} \qquad \log e\frac{E}{v} = \frac{t}{\theta},$$

$$2{,}3 \log_{10} \frac{E}{v} = \frac{t}{\theta},$$

$$t = 2{,}3\,\theta \log_{10} \frac{E}{v},$$

Dans notre cas le temps t est la durée T_1 d'un créneau, la tension totale E est la somme $V_b - V_d + V$ et la tension v est la somme $V + V_{co}$. L'équation de la durée du créneau devient donc :

$$T_1 = 2{,}30\theta_1 \lg \frac{V_b - V_d + V}{-V_{co} + V}.$$

Il est rare que ce soit l'une des 4 tensions qui soit inconnue, donc, l'expression sera toujours utilisée sous la forme ci-dessus. On peut rencontrer comme genre de problème, celui où θ serait inconnue.

EXERCICE EI - 1

Les éléments d'un multivibrateur astable sont :
tube 12 AU 7, $V_b = 300$ V, $R_{a1} = R_{a2} = 33$ kΩ, $R_{g1} = R_{g2} = 330$ kΩ et $C_1 = C_2 = 47$ nF. Les résistances de grille seront réunies au potentiel $+V_b$. Calculer la fréquence du signal fourni.

Solution de l'exercice EI - 1

La première chose à faire est de tracer la droite de charge sur le réseau de caractéristiques. C'est ainsi que nous pouvons déterminer $V_{dechet} = 65$ V et $V_{cut\text{-}off} = -24$ V.

Calculons maintenant la constante de temps des circuits

$$\theta = R_{g1}C_2 = R_{g2}C_1 = 3{,}3 \cdot 10^{3} \times 4{,}7 \cdot 10^{-5} = 15{,}5 \text{ ms}.$$

Durée des créneaux :

$$T_1 = T_2 = 2{,}3\,\theta \lg \frac{V_b - V_d + V_b}{-V_{co} + V_b} =$$

$$2{,}3 \times 1{,}55 \cdot 10^{-2} \lg \frac{2 \times 300 - 65}{24 + 300} =$$

$$3{,}57 \cdot 10^{-2} \lg \frac{535}{324} =$$

$$3{,}57 \cdot 10^{-2} \times 0{,}218 = 7{,}8 \cdot 10^{-3} \text{ s}.$$

Et enfin calculons la fréquence :

$$F = \frac{1}{2T_1} = \frac{1}{2 \times 7{,}8 \cdot 10^{-3}} = \frac{1\,000}{15{,}6} = 64 \text{ Hz.}$$

EXERCICE EI - 2

Un multivibrateur astable dont les éléments sont : tube 12 AU 7, $V_b = 250$ V, $R_{a1} = R_{a2} = 39$ kΩ et $R_{g1} = R_{g2} = 270$ kΩ doit avoir une fréquence de 1 kHz avec un rapport cyclique de 1/2. Calculer C_1 et C_2 afin d'obtenir sur l'anode de V_2, les créneaux positifs de plus longue durée, sachant que $V = 125$ V.

Solution de l'exercice EI - 2.

Le tracé de droite de charge donne pour résultats $V_d = 50$ V et $V_{co} = -22$ V. Calculons l'expression :

$$2{,}3 \lg \frac{V_b - V_d + V}{-V_{co} + V} =$$

$$2{,}3 \lg \frac{250 - 50 + 125}{22 + 125} = 2{,}3 \lg \frac{325}{147} =$$

$$2{,}3 \lg 2{,}21 = 2{,}3 \times 0{,}345 = 0{,}795.$$

Calculons maintenant T_1 et T_2.

$$T_1 + T_2 = T = \frac{1}{F} = \frac{1}{10^3} = 10^{-3} \text{ s} = 1 \text{ ms}$$

$$\frac{T_2}{T_1} = \frac{1}{2}, \quad T_2 = \frac{T_1}{2},$$

$$T_1 + \frac{T_1}{2} = 1 \text{ ms}, \quad 1{,}5\, T_1 = 1 \text{ ms}$$

$$T_1 = \frac{1}{1{,}5} = 0{,}666 \text{ ms},$$

$$T_2 = \frac{T_1}{2} = \frac{0{,}666}{2} = 0{,}333 \text{ ms}.$$

Constantes de temps et condensateurs :

$$\theta_1 = \frac{T_1}{2{,}3 \lg \frac{V_b - V_d + V}{V - V_{co}}}$$

$$\frac{6{,}66 \cdot 10^{-4}}{0{,}795} = 8{,}37 \cdot 10^{-4} \text{s}$$

$$C_1 = \frac{\theta_1}{R_g} = \frac{8{,}37 \cdot 10^{-4}}{2{,}7 \cdot 10^5} =$$

$$3{,}11 \cdot 10^{-9} \text{ F} = 3{,}11 \text{ nF}$$

puisque $T_2 = \frac{T_1}{2}$, $\theta_2 = \frac{\theta_1}{2}$ et

$$C_2 = \frac{C_1}{2} = \frac{3{,}11}{2} = 1{,}555 \text{ nF}.$$

On doit obtenir les créneaux positifs de plus longue durée sur l'anode de V_2, donc le tube V_2 doit être bloqué pendant 666 µs. Les résistances de grille étant les mêmes, c'est donc bien le condensateur C_1 qui doit avoir une valeur de capacité double de celle de C_2.

$$C_1 = 3{,}11 \text{ nF}, C_2 = 1{,}555 \text{ nF}$$

7. – SYNCHRONISATION DES MULTIVIBRATEURS

La synchronisation des multivibrateurs est obtenue avec des impulsions brèves de fréquence supérieure à celle d'oscillation libre du montage. La synchronisation joue, de ce fait, le rôle de diviseur de fréquence à fréquence fixe. Les impulsions brèves et positives sont appliquées sur une anode du montage à travers un petit condensateur C_2. La valeur de ce condensateur est faible de manière à ce que le circuit de synchronisation et le multivibrateur ne se perturbent pas mutuellement. Ce n'est pas sur l'anode qu'agissent les impulsions de synchronisation, mais sur la grille qui y est reliée par l'intermédiaire du condensateur C_1. De cette manière, le circuit de grille à haute impédance ne risque pas d'être perturbé par le circuit de synchronisation. Pendant le temps où le tube V_2 conduit, les impulsions de synchronisation sont invisibles car la diode grille cathode les court-circuite. Par contre, tout le temps où le tube V_2 est bloqué, les impulsions sont superposées à l'exponentielle de décharge de C_1.

Le niveau du cut-off se trouve atteint non plus par l'exponentielle comme en l'absence de synchronisation, mais par une impulsion de synchronisation. C'est cette impulsion qui provoque le basculement plus tôt que ne le ferait l'exponentielle seule. Ainsi à chaque période du multivibrateur, le basculement est produit par une impulsion de synchronisation. La fréquence du multivibrateur est un sous-multiple exact de la fréquence de synchronisation.

L'amplitude des impulsions ne doit pas être quelconque. Leur hauteur v doit être égale à la variation de tension du condensateur C_1 durant la période T/n du signal de synchronisation. De cette manière le pied de chaque impulsion arrive au niveau de la crête de l'impulsion suivante. Evidemment ce critère n'est pas réalisable tout au long de la partie d'exponentielle située en dessous du cut-off, à cause de la courbure de ce signal. Cela n'a pas d'importance, car seule la partie d'exponentielle située près de la valeur de cut-off est utile au basculement.

Cette division de fréquence est dite non apériodique, car elle ne peut avoir lieu que dans un domaine restreint de fréquences de synchronisation, pour un rapport de division n déterminé. Si la fréquence n/T varie légèrement, la synchronisation a toujours lieu, mais à une hauteur différente de l'impulsion synchronisante. Si la fréquence des impulsions varie vis-à-vis de la fréquence du multivibrateur, c'est une impulsion située de part ou d'autre de la précédente qui synchronise, et le rapport de division varie d'une unité en plus ou en moins.

Ce système fonctionne très bien lorsqu'il est correctement étudié, et à condition que toutes les grandeurs soient stables. Il est très utilisé pour la division des fréquences fixes issues d'étalons tels que générateurs à quartz ou à diapason.

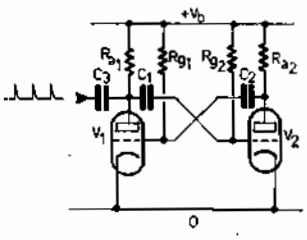


Fig. 8.

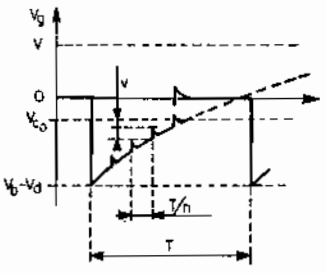


Fig. 9.

Eléments d'électronique professionnelle

Les multivibrateurs astables

8. – PERFORMANCES DES MULTIVIBRATEURS ASTABLES A TUBES (1)

Précisons d'abord que le montage d'Abraham et Bloch n'est pas le seul existant, bien que le plus ancien. Cependant les autres systèmes présentent moins d'intérêt et sont moins employés, c'est pourquoi nous ne les décrirons pas.

Parlons un peu des limites en fréquence. Du côté des fréquences basses, la limite est technologique car rien n'empêche d'utiliser des condensateurs d'aussi forte valeur que l'on veut, à condition que leur résistance de fuite ne soit pas trop faible. Du côté des fréquences élevées, ce sont les capacités parasites qui perturbent le fonctionnement. Le remède est de diminuer les résistances d'anode afin de réduire les constantes de temps parasites. Ces constantes de temps ont tendance à intégrer le signal en arrondissant les angles. Dans les meilleures conditions la fréquence des signaux peut atteindre quelques mégahertz.

Nous pouvons aussi donner quelques informations au sujet des signaux des anodes. Nous avons dit quelles étaient les précautions à prendre pour obtenir des angles assez vifs dans le cas de fréquences relativement élevées. Si la pointe de tension en dessous de la valeur de déchet, lors de la conduction, est indésirable, ont peut l'atténuer en plaçant une résistance de quelques milliers d'ohms en série dans les grilles. Ces résistances atténuent la crête de courant de charge des condensateurs et donc diminuent les pointes présentes sur les anodes.

9. – FONCTIONNEMENT DES TRANSISTORS EN COMMUTATION

Un des avantages très important des transistors en commutation est la question de la dissipation. Cette dissipation est très faible à cause des faibles déchets en courant et en tension. Ces faibles déchets font que lorsque le transistor a une forte tension à ses bornes, le courant qui le traverse est très faible, et à l'inverse lorsqu'il débite un grand courant, la tension à ses bornes est très faible. Les limites de dissipation sont déterminées par l'intersection de l'hyperbole de dissipation maximale avec la caractéristique $I_c = f(V_{CE})$ pour $I_B = 0$ d'une part et avec la droite de saturation d'autre part. Par ces deux points on peut faire passer la droite de charge représentée en pointillés sur la figure 12.

Cette droite de charge est bien souvent impossible à utiliser sans risques, car dans les transistors bien que la puissance maximale dissipée ait une très grande importance les constructeurs précisent également la tension collecteur maximale et le courant de collecteur maximal. Ces impératifs empêchent très souvent de placer une droite de charge telle que celle représentée en pointillés et obligent à se contenter d'une droite, telle que celle tracée en trait plein.

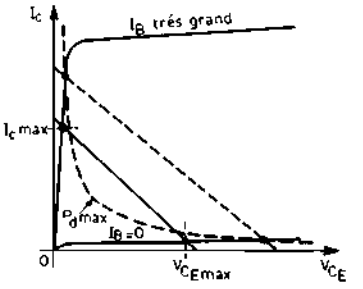


Fig. 12.

Cependant, il n'empêche que le rendement des transistors dans le fonctionnement par tout ou rien est excellent. Il faut néanmoins prendre la précaution de bien amener le transistor à l'une des saturations, soit par courant de base vraiment nul ou par courant de base suffisamment grand.

Indépendamment de cette question de dissipation, le fonctionnement des transistors est un peu spécial lorsqu'il s'agit de commutation brutale. C'est l'obéissance non instantanée du courant de collecteur aux variations brutales du courant de base qui a fait créer des définitions particulières à ce type de fonctionnement.

Les signaux rectangulaires périodiques peuvent se décomposer en un terme fondamental et en une suite de termes harmoniques de rang relativement élevé. On pourrait donc en conclure que les montages à transistors fonctionnant par tout ou rien doivent simplement répondre à ces termes harmoniques. Or à cause surtout du fait que les transistors sont saturés dans leur fonctionnement discontinu, l'analyse harmonique ne peut pas laisser entièrement prévoir leur comportement. En conséquence on étudie, en impulsions de courant de base, la réaction du courant de collecteur. Ce courant de base doit être suffisant pour saturer largement le transistor. De cette manière, le courant $I_{c\,max}$ est légèrement inférieur à V_a/R_c.

Sur la courbe du courant I_c de la figure 13, on remarque 4 intervalles de temps caractéristiques :

– un temps de retard t_r à la naissance du courant de collecteur. Ce

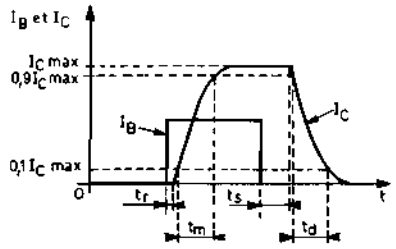


Fig. 13.

(1) Voir "Votre Carrière : Electronique-Applications" n° 112.

temps dépend de la tension de blocage inverse de la jonction d'émetteur. Il est très faible, si la tension de blocage est nulle ; autrement dit si, pour annuler I_c, on se contente d'annuler V_{BE}.

- un temps de montée t_m défini entre 10% et 90% du courant maximal de collecteur.

un temps de stockage t_s d'autant plus grand que le courant de base est supérieur à la valeur juste nécessaire à la saturation du courant de collecteur.

- enfin un temps de descente t_d défini entre 90 et 10% du courant maximal de collecteur.

Pour mesurer ces divers temps, il est nécessaire que les temps de montée et de descente de l'impulsion du courant de base soient négligeables. Le commutateur dont les temps d'établissement et de rupture de circuit sont les plus faibles, est l'interrupteur à mercure ; c'est donc lui qui est utilisé.

La mesure de ces temps n'exclut pas la mesure des fréquences de coupure des transistors en régime harmonique. C'est pourquoi les constructeurs donnent aussi la fréquence F_α pour les transistors de commutation. D'ailleurs, on s'aperçoit à la lecture des catalogues de transistors, que les éléments à forte fréquence de coupure ont des temps de commutation courts et vice versa, ce qui est normal.

Quelquefois certains constructeurs donnent, non la fréquence F_α qui, rappelons-le, est celle pour laquelle le gain en courant α est inférieur de 3 dB à sa valeur aux fréquences basses mais une certaine fréquence F_1 pour laquelle le gain en courant en émetteur commun β est égal à l'unité le transistor n'étant soumis à aucun dispositif de contre-réaction.

Théoriquement, comme nous allons le voir, la fréquence F_1 doit être égale à F_α. Nous savons que la fréquence F_β sans CR est liée à F_α par la relation $F_\beta = F_\alpha/\beta_o$ D'autre part le gain β_F à la fréquence F est lié aux caractéristiques β_o et F_β par la relation :

$$\frac{\beta_F}{\beta_o} = \frac{1}{1 + j\frac{F}{F_\beta}}$$

A l'aide de ces équations, nous allons montrer que le gain β est égal à 1 à la fréquence F_α donc que $F_\alpha = F1$.

$$\frac{\beta_{F_\alpha}}{\beta_o} = \frac{1}{1 + j\frac{F_\alpha}{F_\beta}} = \frac{1}{1 + j\frac{F_\alpha \beta_o}{F_\alpha}} = \frac{1}{1 + j\beta_o}$$

prenons le module de l'expression ci-dessus :

$$\frac{\beta_{F_\alpha}}{\beta_o} = \frac{1}{\sqrt{1 + \beta_o^2}},$$

β_o est un nombre de plusieurs dizaines donc 1 sera négligeable devant β_o^2, l'expression se simplifiera :

$$\frac{\beta_{F_\alpha}}{\beta_o} = \frac{1}{\beta_o}, \quad \beta_{F_\alpha} = 1.$$

Le calcul nous montre donc bien que, en théorie F_1 est égal à F_α. Mais, si on fait la mesure on s'aperçoit que la fréquence F_1 est en général plus élevée que F_α. C'est le résultat de cette mesure qu'indiquent les constructeurs.

10. — MULTIVIBRATEURS A TRANSISTORS

Les résistances de base sont réunies à une source négative, afin que les transistors soient saturés lorsqu'ils ne sont pas bloqués. Les tensions importantes de base qui provoquent la saturation sont appelées V_{BE}. Lors d'un basculement une des bases est bloquée par une forte tension positive, transmise à travers un condensateur et provenant d'un collecteur. Cette montée de tension a pour amplitude $V_a - V_d$. Elle est donc de plusieurs volts ; ce qui bloque très largement la jonction d'émetteur de l'autre transistor. La jonction bloquée offre une résistance inverse qui se chiffre en centaines de kΩ. Ensuite le condensateur se décharge. Les impédances d'un côté du condensateur sont : R_c en parallèle avec l'impédance Z_s de sortie du transistor saturé, (fig. 16). Cette impédance Z_s se chiffre en Ω. pour un petit transistor au germanium. Pour un transistor au silicium, cette impédance est un peu plus importante. De l'autre côté du condensateur les deux impédances en parallèle sont R_B et Zr. Z_r est l'impédance inverse de la jonction qui est très importante. R_c est très grande devant Z_s, donc R_c ne compte pas. R_B est faible devant Z_s, donc Z_r ne compte pas. R_B est elle-même grande devant Z_s, donc c'est R_B seule que l'on prend en considération pour le calcul de la constante de temps de décharge du condensateur. La résistance R_B doit être suffisamment faible, afin que le courant I_B sature amplement le transistor. Le courant I_{Bs} doit être tel que la caractéristique $I_c = f(V_{CE})$ correspondante soit confondue dans le tronc commun à l'endroit de son intersection avec la droite de charge de pente $-1/R_c$. De cette manière la tension V_{CE} lorsque le transistor conduit est minimale et la dissipation de collecteur minimale aussi.

Ce courant de base saturant I_{Bs} se détermine par tracé de la droite d'attaque dans le troisième quadrant. Lorsque le condensateur se recharge, son courant circule dans une diode émetteur d'un transistor ; mais la pointe qui en résulte n'a pas de répercussion sur le signal de collecteur comme dans les tubes triodes. Nous n'avons pas étudié les multivibrateurs à tubes pentode qui sont peu courants, mais avec ces tubes nous n'aurions pas eu, non plus, de pointe sur le signal d'anode, pour la même raison que dans les transistors.

Le mode opératoire du projet d'un multivibrateur à transistor est le suivant :

– placer la droite de charge en fonction de V_{CEmax}, I_{cmax}, ou quelquefois, mais rarement P_{dmax}.

– ensuite déterminer le courant de base saturant I_{Bs},

– en fonction de I_{Bs} et de V_a déterminer R_B.

– ensuite on peut calculer C_1 et C_2 en fonction de T_1, T_2, T ou F en utilisant les relations suivantes :

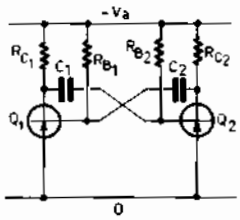


Fig. 14.

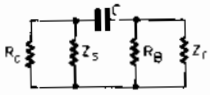
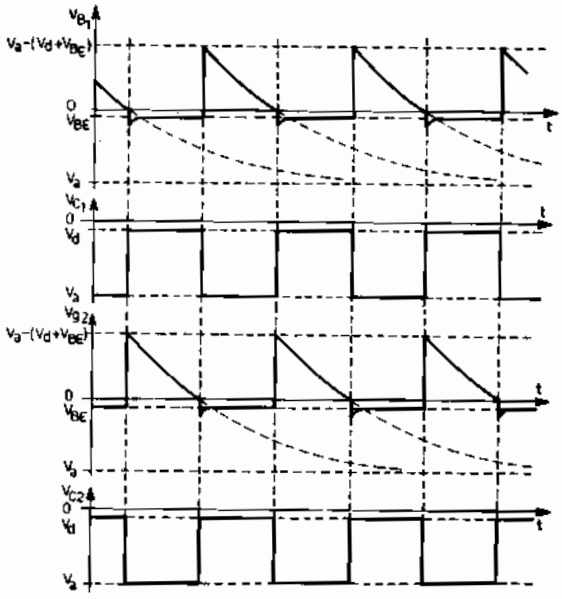


Fig. 16.



ci-contre Fig. 15.

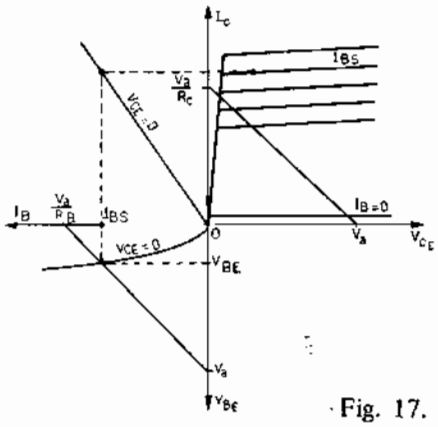


Fig. 17.

$$V_a = [2V_a - (V_d + V_{BE})]e^{-T_1/\theta}$$

$$\text{ou } T_1 = 2{,}3\theta \lg \frac{2V_a - (V_d + V_{BE})}{V_a}.$$

EXERCICE EI - 3

On veut réaliser un multivibrateur avec deux transistors ASY 27 dont certaines caractéristiques sont PNP, Ge. $F_1 = 6$ MHz, P_d à 250°C = 150 mW, $V_{CEmax} = 20$ V et $I_{cmax} = 200$ mA. On en possède les réseaux de caractéristiques pour courants forts. Avec les données suivantes :

$R_c = 100$, $\frac{T_1}{T_2} = 1$, $V_a = 10$ V,

et $F = 1$ kHz, calculer $C_1 = C_2$.

Solution de l'exercice EI - 3

Ordonnée de l'extrémité de la droite de charge $\frac{V_a}{R_c} = \frac{10}{0{,}1} =$ 100 mA. On en déduit que le courant I_{Bs} doit être 2 mA, ce qui donne lieu à une tension V_{BE} de 0,5 V. Nous pouvons donc calculer R_B.

$$R_B = \frac{V_a - V_{BE}}{I_{Bs}}$$

$$\frac{10-0{,}5}{2} = \frac{9{,}5}{2} = 4{,}75 \text{ k}\Omega.$$

La tension de déchet pour un courant de saturation voisin de 100 mA est d'environ 0,2 V

$$T_1 = T_2 = \frac{T}{2} = \frac{1}{2F} = \frac{1}{2 \cdot 10^3} = 0{,}5 \text{ ms}.$$

Nous pouvons maintenant calculer la constante de temps θ de décharge des condensateurs.

$$\theta_1 = \frac{T_1}{2{,}3 \lg \frac{2V_a - (V_d + V_{BE})}{V_a}} =$$

$$\frac{0{,}5}{2{,}3 \lg \frac{2 \times 10 - (0{,}2 + 0{,}5)}{10}} =$$

$$\frac{0{,}5}{2{,}3 \lg \frac{19{,}3}{10}} = \frac{0{,}5}{2{,}3 \lg 1{,}93} =$$

$$\frac{0{,}5}{2{,}3 \times 0{,}262} =$$

$$\frac{0{,}5}{0{,}602} = 0{,}832 \text{ ms}.$$

Valeur des condensateurs

$$C_1 = C_2 = \frac{\theta}{R_B} = \frac{8{,}32 \cdot 10^{-4}}{4{,}75 \cdot 10^3} =$$

$1{,}75 \cdot 10^{-7}$ F = 0,175 µF.

Pour déterminer la puissance des résistances de collecteur il faut savoir que le courant de collecteur sera rectangulaire de rapport cyclique unité avec valeur minimale # 0 et valeur maximale # 100 mA. Le courant moyen de chaque collecteur sera 50 mA et le courant consommé sur la source sera 100 mA.

11. – LIMITE DE FONCTIONNEMENT EN FREQUENCE

Pour un type de transistor déterminé et étant donnés les différents temps de retard, les multivibrateurs ont une fréquence limite maximale. Si on considère un montage dont on fait croître progressivement la fréquence, les signaux seront bien rectangulaires à basse fréquence, puis la pente des flancs apparaîtra de plus en plus douce, à mesure que la fréquence augmentera . A titre indicatif considérons les temps de retard du transistor ASY 27, dit pour commutation rapide : $t_r = 75$ ns, $t_m = 350$ ns, $t_s = 1\,550$ ns et $t_d = 620$ ns. Ces temps sont donnés à 25 °C et pour un courant de base très largement saturant. Si on diminuait le courant de base certains de ces temps diminueraient, si on augmentait la température ces temps augmenteraient. La somme de tous ces temps est :

$t_t = t_r + t_m + t_s + t_d =$ 75 + 350 + 1 550 + 620 = 2 595 ns ou 2,6 µs.

Calculons la fréquence maximale correspondant à des créneaux dont la durée est 10 fois ce temps total ceci étant choisi comme le critère de " signaux propres ".

$T_1 = T_2 = 10\,t_t = 26$ µs

$T = 2T_1 = 52$ µs = 0,052 ms

Il n'est absolument pas impossible que la fréquence soit plus élevée que cette valeur, mais les créneaux seront moins rectangulaires. Ce petit calcul n'avait que pour but de fixer les idées concernant la fréquence des multivibrateurs vis-à-vis de la fréquence de coupure des transistors.

$$F = \frac{1}{0{,}052} \neq 20 \text{ kHz}.$$

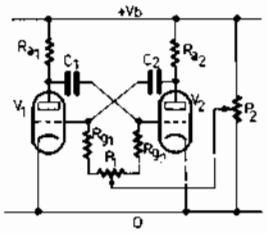
BIBLIOGRAPHIE

Utilisation rationnelle des transistors par J.P. Oehmichen.
Catalogue des semiconducteurs, RTC La Radiotechnique Compelec.

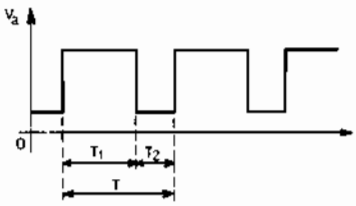
ERRATUM

Une erreur de mise en page s'est produite dans notre numéro 112. Nous représentons ci-dessous les figures 6 et 7 qui manquaient. En conséquence il faut lire figure 8 au lieu de figure 6, figure 9 au lieu de figure 7, figure 10 au lieu de figure 8 et figure 11 au lieu de figure 9.

à gauche Fig. 6.



à droite Fig. 7.



Leçon n° 94

UTILISATION DU TUBE A RAYONS CATHODIQUES

STRUCTURE D'UN TUBE A RAYONS CATHODIQUES MODERNE

Au cours de la leçon précédente, nous avons vu l'évolution du tube à rayons cathodiques; il convient, maintenant, avant d'en étudier les différentes utilisations, d'examiner plus en détail un tube de construction actuelle.

La **figure 1** donne le détail du « canon » électronique d'un tube à rayons cathodiques à déviation électrostatique; il s'agit là d'un « canon triode ». Il est constitué d'une cathode à chauffage indirect de forme cylindrique, fermée à une extrémité par une plaquette. Cette plaquette est recouverte d'une couche d'oxyde de baryum et de strontium donnant une forte émission d'électrons. La cathode est portée à sa température de fonctionnement par un élément chauffant (le filament) en forme de tresse, enfermé dans le cylindre de cathode, duquel il est isolé électriquement par un revêtement de céramique. Autour de cette cathode, on trouve un autre cylindre, muni d'un écran dans lequel est pratiquée une petite ouverture en son centre. Cette électrode appelée « cylindre de Wehnelt » (ou plus simplement Wehnelt), jouant le rôle de grille de commande et d'électrode de préconcentration. Le diamètre du trou de cette « grille » est plus petit que la surface de la cathode émissive qui est placée très près du Wehnelt. Devant le cylindre de Wehnelt se trouve une première anode cylindrique, appelée « anode de concentration ». Elle est disposée dans le prolongement du Wehnelt, coaxialement à elle, et elle contient plusieurs cloisons, ou écrans, percés chacun d'un petit trou en leur centre. Après cette électrode de concentration du faisceau, on trouve une deuxième anode, également de forme cylindrique, comportant deux écrans percés en leurs centres. Cette dernière anode, appelée « anode d'accélération » est prolongée à l'intérieur de l'ampoule de verre par une couche de substance conductrice, généralement du graphite, qui s'étend depuis le bord du cylindre de la deuxième anode jusqu'à proximité de l'écran fluorescent. La liaison électrique de cette couche avec l'anode est assurée au moyen d'une bague à rayons, appelée « bague de centrage », dont les extrémités radiales s'appuient sur la couche de graphite et forment contact grâce à leur élasticité. Il est évident que ces électrodes doivent être parfaitement centrées les unes par rapport aux autres.

Représentation schématique

La **figure 2** donne la représentation schématique du tube électrostatique triode que nous venons de décrire. La seconde anode, ou anode d'accélération, A2, est portée à un potentiel positif fixe de quelques centaines à quelques milliers de volts. La première anode, l'électrode de concentration, A1, est portée à un potentiel positif égal au tiers environ du précédent. Cette tension, appliquée sur l'anode de concentration est d'ailleurs rendue variable (au moyen d'un potentiomètre) ce qui permet d'agir sur l'intensité du champ électrostatique dont le rôle est celui d'une « deuxième lentille de focalisation ». On peut ainsi agir sur la concentration du faisceau d'électrons pour obtenir un point lumineux très fin sur l'écran fluorescent.

Le cylindre de wehnelt est toujours porté à un potentiel négatif par rapport à la cathode; cette tension négative peut varier entre 10 et 100 volts. Elle est rendue variable pour permettre le réglage de l'intensité du faisceau électronique qui, à son tour, détermine la luminosité de la trace apparaissant sur l'écran. Le Wehnelt et la première anode produisent le champ électrostatique formant la première lentille de concentration.

Caractéristiques physiques

L'enveloppe de verre du tube à rayons cathodiques est de forme conique, avec un long col tubulaire dans lequel est placé le canon électronique que nous venons de décrire. L'écran fluorescent est constitué par une couche d'une substance fluorescente déposée sur la paroi fermant l'extrémité évasée du cône de verre. En raison de la haute tension appliquée sur les électrodes, on doit faire un vide très poussé à l'intérieur du tube. Tenant compte de l'importance du ballon de verre, et du vide poussé qui y règne, le tube cathodique est souvent dangereux à manipuler. Un choc un peu violent sur le verre peut entraîner une forte implosion (c'est-à-dire une explosion vers l'intérieur) avec projection, dans un rayon assez important, d'éclats de verre et de fragments d'écran.

Tous ceux qui, par leurs fonctions, sont appelés à manipuler fréquemment des tubes de ce genre, doivent porter des gants épais et des lunettes spéciales, ce qui ne doit pas les dispenser, cela est évident, de prendre toutes les précautions utiles pour éviter les chocs.

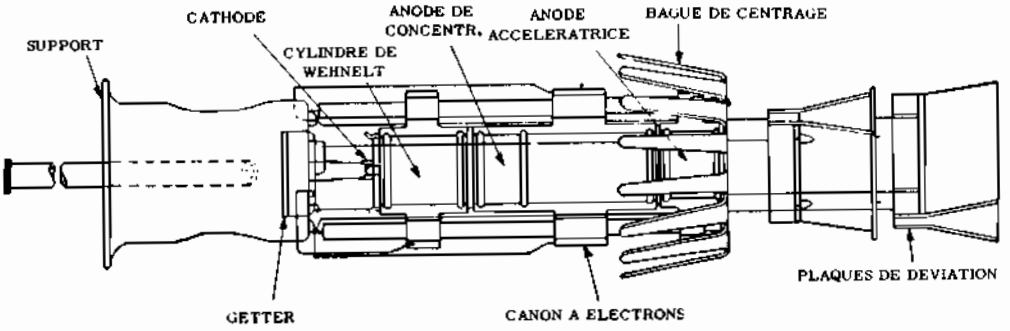


Fig. 1 - Structure d'un canon à électrons du type triode et ensemble de déviation constitué par deux paires de plaques.

Le revêtement interne de graphite pulvérisé joue plusieurs rôles: en effet, outre qu'il prolonge la deuxième anode et qu'il recueille les électrons provenant de l'émission secondaire se produisant lors du choc du faisceau sur l'écran, il sert également de blindage électrique et optique. Le blindage, ou écran électrique ainsi placé autour du faisceau électronique réduit considérablement l'influence des champs électrostatiques extérieurs, évitant ainsi des déviations et la déconcentration indésirables du faisceau; il joue également le rôle d'un écran optique, puisque ce revêtement, qui est noir et opaque, empêche le passage de la lumière ambiante derrière l'écran et augmente le contraste et la netteté de l'image qui apparaît sur un fond sombre.

Le diamètre des écrans fluorescents des tubes à rayons cathodiques utilisés dans les oscilloscopes, est très variable; il est compris entre 1 pouce (25,4 mm) et 7 pouces (17,8 cm); les plus courants sont les modèles de 3 pouces (7,6 cm), 5 pouces (12,7 cm) et 7 pouces (17,8 cm).

Le code de désignation des différents types de la production américaine permet d'avoir quelques informations sur le tube et sur ses caractéristiques. C'est ainsi qu'en principe, le premier chiffre donne le diamètre en pouces, la première lettre indique l'ordre du modèle dans ce diamètre et la dernière lettre, suivie d'un nombre d'un ou deux chiffres, désigne la substance phosphorescente de l'écran.

Par exemple, le tube cathodique 5BP1 a un écran de 5 pouces de diamètre, il est le second type fabriqué dans ce diamètre (B étant la deuxième lettre de l'alphabet) et son écran est constitué par la substance P1, laquelle donne un fluorescence verte et a une persistance moyenne (voir Tableau 89).

Par contre, certains fabricants européens préfèrent désigner leurs tubes cathodiques en indiquant d'abord la lettre qui distingue la série de production, suivie de l'initiale donnant la couleur de la trace sur l'écran, G (Green, pour vert), B (pour bleu), O (pour orange), etc... Enfin, on trouve un chiffre indiquant le diamètre de l'écran (en centimètres ou en pouces) et l'indice de persistance lumineuse.

Les liaisons avec les diverses électrodes du tube se font au moyen d'un support à broches multiples, du genre de ceux utilisés pour les tubes mais, étant donné les fortes tensions mises en jeu, d'un diamètre plus grand et en matière spéciale pour éviter l'amorçage d'arcs entre certaines électrodes. Dans les tubes où la seconde anode reçoit une tension très élevée, la connexion avec cette électrode se fait au moyen d'un contact situé sur le verre même de l'ampoule, sur la partie conique.

Les perfectionnements successifs apportés aux tubes cathodiques ont entraîné la création de nouveaux types, comme le tube à canon tétrode et le tube fonctionnant avec un courant nul sur la première anode. Dans le premier de ces deux types, appelé également tube à « préaccélération » ou à « grille - écran », on a ajouté une nouvelle électrode entre le cylindre de Wehnelt et la première anode. Cette électrode fonctionne avec la même tension que celle appliquée sur la deuxième anode et procure certains avantages particuliers. Parmi ceux-ci, on peut citer une plus forte accélération des électrons, une meilleure concentration du faisceau électronique, avec réduction de son diamètre, d'où production d'une trace plus fine et plus brillante sur l'écran, et l'élimination des réactions possibles entre la grille de commande et la première anode.

Par contre, ce tube présente l'inconvénient d'avoir un très fort débit de courant sur sa première anode. Cela peut être évité en adoptant le canon électronique dit « à courant nul sur la première anode ». Dans ce cas, la construction est sensiblement différente, les électrodes n'ont plus la même longueur et les distances les séparant sont également modifiées; de même certains écrans diffuseurs sont supprimés. On obtient ainsi un canon électronique qui présente tous les avantages du canon tétrode, tout en ayant un courant négligeable de première anode.

Dans le cas où l'on doit observer en même temps

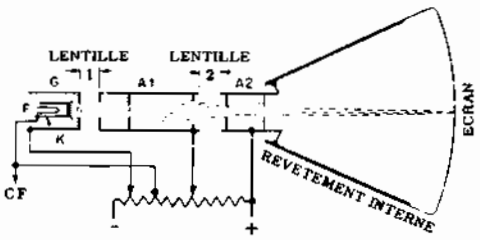


Fig. 2 - Représentation d'un tube mettant en évidence le canon à électrons, mais, par dessus tout, la disposition des deux lentilles, celle de concentration (G - A1) et celle de focalisation (A1 - A2).

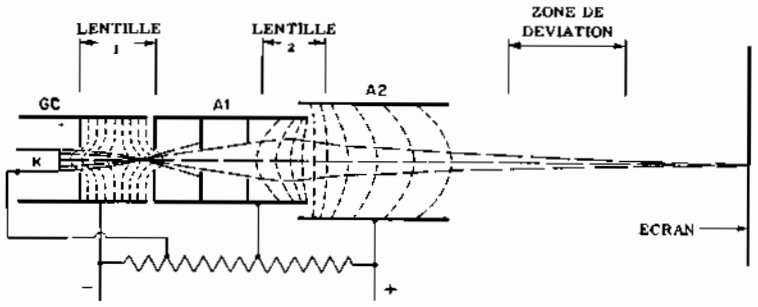


Fig. 3 - Détail du système de concentration électrostatique d'un tube à rayons cathodiques. Les deux ensembles de lignes équipotentielles constituant les lentilles correspondent, comme on le voit, aux figures 12 et 14 de la précédente leçon.

deux ou plusieurs phénomènes se produisant dans des circuits différents, on peut employer un tube cathodique spécial comportant plusieurs canons à électrons et donnant plusieurs traces distinctes sur un même écran.

Quel que soit le nombre des traces, les « canons électroniques » qui les produisent sont disposés côte à côte dans le col d'un même tube et les points de convergence, sur l'écran, des différents faisceaux dépendent de l'orientation des différentes sources. En effet, celles-ci peuvent être orientées de telle sorte que les traces soient superposées ou séparées entre elles par une certaine distance; certains dispositifs électriques permettent, d'ailleurs, de déplacer ces traces les unes par rapport aux autres sur tout l'écran fluorescent.

LA CONCENTRATION ELECTROSTATIQUE

Le système de concentration adopté généralement est celui de la « double lentille » représenté sur la **figure 3**. Le champ électrostatique présent entre le cylindre de Wehnelt et la première anode peut être considéré comme formant une première lentille, par analogie avec l'action d'un système optique sur un rayon lumineux. Cette lentille a pour fonction de concentrer le faisceau d'électrons qui, à travers l'ouverture du Wehnelt, passe par un point de convergence de très petit diamètre. Etant donné que ce point est projeté sur l'écran pour former le spot lumineux, il convient que son diamètre soit aussi réduit que possible.

Un phénomène identique se produit dans un tube triode, la grille jouant le rôle du cylindre de Wehnelt. Dans certains cas, on peut voir l'effet de convergence des électrons, celui-ci étant matérialisé par une légère fluorescence de la paroi interne de l'anode.

La seconde lentille électronique est constituée par le champ électrostatique se produisant entre l'anode de concentration (la première) et l'anode accélératrice (la deuxième). Elle agit sur les rayons électroniques divergents pour corriger leur trajet et les faire converger sur l'écran. En outre, différents écrans diffuseurs, placés dans les cylindres de Wehnelt et de la première anode forment autant d'écrans protecteurs, dont le rôle est de protéger le faisceau cathodique des électrons environnants; on obtient, ainsi, un faisceau unique et homogène, dont la section a un contour bien délimité et un diamètre qui diminue de plus en plus, au fur et à mesure qu'il s'approche de l'écran fluorescent où doit apparaître le point lumineux produit par son impact.

Si l'on fait varier la tension de polarisation du cylindre de Wehnelt, on produit un déplacement du premier point de convergence et, en conséquence, une variation du diamètre du faisceau. De même, un phénomène analogue se produit lorsqu'on fait varier la tension appliquée sur la seconde anode, avec, en plus, un déplacement du second point de convergence.

Les phénomènes décrits ci-dessus présentent une remarquable analogie avec le processus optique au moyen duquel un rayon lumineux est concentré en un point sur une surface formant écran (voir **figure 4**). En optique, ce résultat est obtenu par l'utilisation de deux lentilles de verre et d'un certain nombre d'écrans perforés, formant diaphragmes.

Commandes du Wehnelt et de la première anode

Le cylindre de Wehnelt d'un tube à rayons cathodiques est porté à un potentiel négatif par rapport à la cathode. Considérons les lignes équipotentielles existant entre cette électrode et la première anode pour deux conditions différentes de fonctionnement: supposons, par exemple que le Wehnelt soit successivement porté aux potentiel 0 et —30 volts (**figure 5**). Lorsque la tension est égale à zéro, la zone comprise entre la cathode et l'ouverture du Wehnelt est à un potentiel positif. Dans ces conditions, la partie de la surface de la cathode qui émet les électrons correspond à la projection de la surface de l'ouverture du Wehnelt. Il se produit donc un passage maximum d'électrons à travers cette dernière, d'où un rayon cathodique d'intensité maximale. Par contre, si l'on porte la tension à —30 volts, les électrons ne seront émis

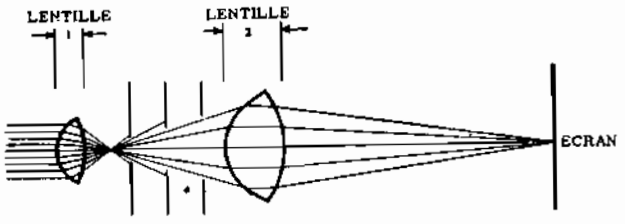


Fig. 4 - Equivalent optique d'un dispositif de concentration électrostatique; il comporte deux lentilles en verre et un écran opaque.

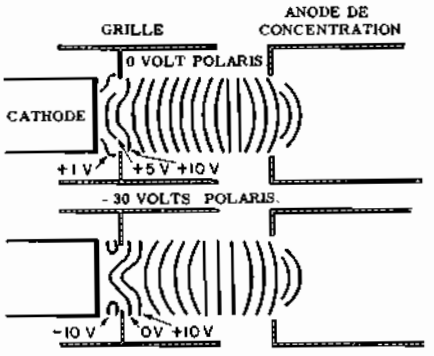


Fig. 5 - Allure des lignes équipotentielles pour des tensions grille de 0 et de —30 volts par rapport à la cathode.

que par une petite partie de la surface de la cathode, au centre de celle-ci, tandis que le reste de la surface ne peut en émettre, car le potentiel négatif augmente le nombre des lignes équipotentielles négatives, ce qui augmente, en même temps, la charge spatiale à proximité de la cathode. Il n'y a donc qu'un petit nombre d'électrons libérés de la cathode et le rayon cathodique est de faible intensité. Si l'on porte le Wehnelt à un potentiel suffisamment négatif, le courant électronique peut être complètement annulé et plus aucune trace lumineuse n'apparaît sur l'écran.

En dehors de son action sur l'intensité dn flux électronique, donc sur la luminosité de la trace sur l'écran, la forme du champ influe sur le parcours des électrons et, en conséquence, déplace le point de convergence et modifie les dimensions de ce point.

Mais cette action n'est que secondaire et le rôle principal du cylindre de Wehnelt, reste la commande de l'**intensité lumineuse** de la trace produite sur l'écran, en faisant varier l'intensité du faisceau qui la produit.

La commande d'intensité, c'est-à-dire de « luminosité », incorporée dans tous les appareils utilisant un tube à rayons cathodiques, permet à l'opérateur de faire varier la luminosité de l'image dans des limites comprises entre l'extinction totale et un maximum permis par les caractéristiques du tube employé. Cette commande est constituée par un potentiomètre permettant d'appliquer au Wehnelt une tension négative variable par rapport à la cathode. Parfois, en plus de cette tension de commande de lumière, une tension « signal » est également appliquée entre cathode et Wehnelt; dans ce cas, l'intensité de la trace lumineuse varie en fonction de l'amplitude du signal appliqué. Le faisceau est « modulé en intensité » et ce procédé est couramment appliqué en Télévision, dans les radars, etc...

De même, la tension positive appliquée sur la première anode est rendue variable au moyen d'un potentiomètre, c'est la commande de concentration, ou plus simplement la concentration.

Par ce moyen, on fait varier l'intensité du champ électrostatique présent entre la première et la deuxième anode; ce champ constitue la lentille principale de concentration. C'est elle qui détermine la position du second point de convergence du faisceau en fonction de la position du premier. Bien qu'il soit également possible de faire varier l'intensité du champ, donc de régler la concentration, en faisant varier la tension positive appliquée sur la deuxième anode, ce procédé n'est pas utilisé car, outre qu'il modifierait l'accélération des électrons, il nécessiterait l'insertion d'organes de commande dans des circuits à haute tension, d'où isolement important à prévoir et risques de claquage. Il faut également signaler que toute variation de la tension de l'anode de concentration se répercute sur le champ électrostatique présent entre cette anode et le Wehnelt; il en résulte qu'après chaque nouveau réglage de la concentration, il peut être nécessaire de retoucher à la commande de luminosité, et inversement.

Anode de post-accélération

Certains types de tubes cathodiques sont munis d'une anode supplémentaire, de plusieurs parfois, dites « anodes de post-accélération », constituées par autant de couches de substance conductrice (graphite) déposées sur la face interne du cône de verre et isolées entre elles (**figure** 6). Elles ont pour fonction d'augmenter la luminosité de la trace. En effet, lorsqu'on fait des observations dans un pièce éclairée, ou bien lorsqu'on désire, soit une projection optique de l'image, soit photographier celle-ci, la trace doit être très lumineuse. On peut obtenir très facilement une luminosité suffisante en augmentant la tension d'accélération appliquée sur l'anode N° 2 d'un tube normal (5 kilovolts ou plus): dans ce cas, la vitesse des électrons devient plus grande et la plus forte énergie cinétique ainsi acquise se traduit, après impact sur l'écran, par une plus forte luminosité.

Mais, si l'on applique une plus forte tension d'accélération sur cette deuxième anode, l'augmentation de

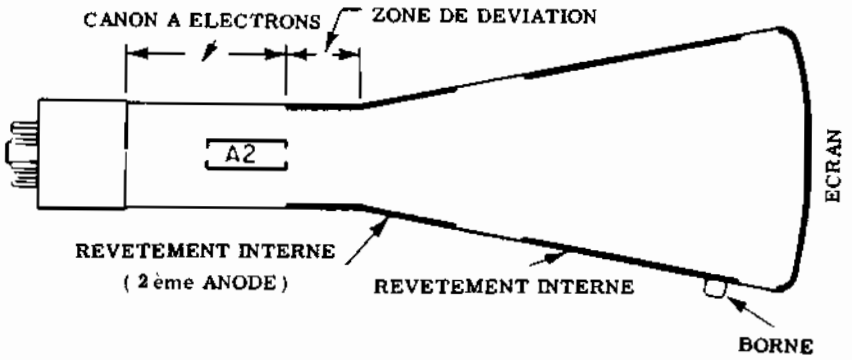


Fig. 6 - Pour augmenter la luminosité de la trace, certains tubes sont pourvus d'une anode de post-accélération; dans le type représenté sur la figure (5LP1A) on peut voir que l'anode de post-accélération est constituée par un revêtement interne de substance conductrice (graphite).

vitesse des électrons se produit avant la déviation du faisceau par les plaques spéciales disposées après l'anode N° 2. Il en résulte que les électrons ainsi accélérés mettent moins de temps pour traverser le champ de déviation, et une tension qui produirait normalement une déviation suffisante devient, de ce fait, trop faible pour produire l'effet recherché. Comme il est souvent difficile de disposer de tensions de déviation de valeurs élevées, on a recherché un autre moyen qui permette d'intensifier la luminosité de la trace sans présenter cet inconvénient. Un procédé plus satisfaisant est celui qui consiste à accélérer les électrons après que le faisceau ait été normalement dévié, d'où le nom de « post-accélération ». L'anode de post-accélération, ou d'intensification, placée aprés le système de déviation reçoit donc une tension positive très élevée.

DIMENSIONS DU POINT LUMINEUX

Pour obtenir sur l'écran du tube une trace fine et bien définie, il faut que le point lumineux qui la forme soit de très petites dimensions. Alors qu'il est facile d'arriver à ce résultat près du centre de l'écran, il n'en est pas de même lorsqu'on s'en écarte, car le point tend à augmenter de diamètre et à diminuer d'intensité au fur et à mesure qu'on se rapproche des bords de l'écran. Ce phénomène est dû à la différence entre le rayon de courbure de l'écran et la longueur du rayon cathodique, jusqu'au point de concentration maximale. En effet, près des bords, le rayon frappe l'écran non pas au point où sa section est la plus faible, mais en deçà, ou au delà, selon l'endroit où se produit la convergence.

De même, le système de déviation tend à déconcentrer le point dans les zones périphériques de l'écran, et — en principe — le diamètre augmente lorsque l'intensité est plus forte et l'accélération plus faible. Enfin, les dimensions du point lumineux dépendent également des caractéristiques intrinsèques du canon à électrons.

Normalement, les tubes ayant un écran de grand diamètre donnent un spot de dimensions légèrement plus grandes; par exemple, un tube électrostatique de 3 pouces (7,5 cm environ), peut donner un point de 0,07 mm de diamètre, tandis qu'un tube de 12 pouces (30 cm environ), donne normalement un point de 0,09 mm.

LA DEVIATION ELECTROSTATIQUE

Supposons qu'un électron ou, mieux encore, un courant d'électrons, soit projeté dans un champ électrique produit par deux plaques parallèles électrisées. Le courant des électrons sera donc soumis à une force perpendiculaire à sa trajectoire.

Le vecteur V1, de la **figure 7**, représente la vitesse initiale de chaque électron. Le champ électrostatique auquel il est soumis provoque son accélération dans la direction propre du champ, ce qui fait que l'électron se déplace le long d'une trajectoire parabolique incurvée vers l'électrode positive. Le mouvement est assimilable à celui d'un projectile soumis à la pesanteur. Le vecteur V2 représente la vitesse vers cette électrode, acquise par chaque électron en chaque instant. La vitesse résultante est évidemment le vecteur V3, somme des vecteurs V1 et V2. Si la direction du champ électrostatique s'inverse, c'est-à-dire si l'on inverse la polarité des deux plaques, la direction du mouvement s'inversera également.

Il est important de remarquer que les plaques occupant une position horizontale, lorsque le tube cathodique est en fonctionnement, produisent une déviation du faisceau dans le sens vertical, c'est pourquoi on les appelle **plaques de déviation verticale**. Si l'on monte une deuxième paire de plaques, parallèles entre elles et à angle droit par rapport aux précédentes, on obtient une déflexion horizontale du faisceau, c'est pourquoi, les plaques disposées verticalement dans le tube sont appelées **plaques de déviation horizontale**, (**figure 8**).

Ces deux paires de plaques sont placées dans le col du tube, immédiatement après l'anode accélératrice, elles forment avec le canon électronique un ensemble

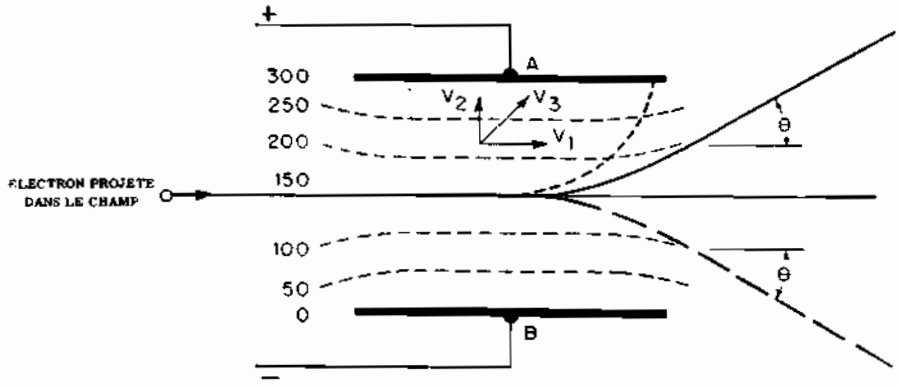


Fig. 7 - Déviation des électrons par deux plaques parallèles et représentation vectorielle des vitesse: initiale (V1), accélérée (V2) et résultante (V3).

rigide et parfaitement centré comme le montre la figure 1. Très souvent, ces plaques de déviation sont pliées sur une partie de leur longueur, produisant ainsi un évasement qui permet d'obtenir un plus grand angle de déflexion, tout en évitant que le rayon électronique vienne heurter les bords des plaques. Pour simplifier la représentation graphique et l'analyse des circuits d'utilisation du tube cathodique, on a coutume de désigner par les symboles D1 et D2 les plaques les plus rapprochées de l'écran (utilisées pour produire la déviation horizontale) et par D3 et D4, celles qui sont les plus proches de la deuxième anode (utilisées pour produire la déviation verticale).

COMPORTEMENT DU RAYON EN DEHORS DU CHAMP

Après être sorti du champ de déflexion, le rayon cathodique se dirige en ligne droite suivant une direction qui est tangente à celle des électrons au point exact où le champ a cessé d'exercer son influence. Suivant un principe bien connu, les corps en mouvement tendent à conserver une direction rectiligne, à moins qu'intervienne une force extérieure provoquant une déviation (principe d'inertie). Dès que les électrons sont sortis de la zone d'influence du champ de déflexion, la force composante transversale ou perpendiculaire disparaît et les électrons se dirigent en ligne droite jusqu'à l'écran.

ANGLE DE DEFLEXION

On appelle angle de déflexion, l'angle que fait le rayon cathodique avec une droite parallèle à l'axe du tube, après son passage dans le système de déviation. Cet angle de déflexion dépend de plusieurs facteurs; tout d'abord, il est directement proportionnel à la longueur du champ de déflexion, lequel dépend de la longueur des plaques de déviation. En effet, plus ce champ sera long, plus grand sera le temps pendant lequel il agira, sur le rayon en provoquant sa déviation. Il dépend également de la distance séparant deux plaques de déviation; plus ces plaques seront rapprochées, plus grande sera l'intensité du champ produit par une tension donnée et, par conséquent, plus forte sera la déviation du rayon. Cet angle est également fonction de la différence de potentiel appliquée à chaque paire de plaques; l'intensité de la force transversale dépendant de cette différence de potentiel, l'angle de déflexion suivra les variations de celle-ci. Enfin, on peut augmenter l'angle de déflexion en diminuant la tension d'accélération: en effet, on réduit ainsi la vitesse des électrons qui mettent donc plus de temps pour traverser le champ, d'où une déviation plus importante.

SENSIBILITE DE DEVIATION

La **sensibilité de déviation** d'un tube à rayons cathodiques, est une constante qui indique quelle est la grandeur du déplacement du point lumineux (ou spot) sur l'écran, produit par une tension de 1 volt appliquée aux plaques de déviation. Cette sensibilité est donnée en pouces, en centimètres ou en millimètres par volt. Par exemple, en nous reportant au tableau donnant les caractéristiques des tubes cathodiques, on peut voir que pour un certain type de tube, la sensibilité de déviation des plaques D1-D2 est de 0,22 mm par volt (tube DG 7-2). Cela signifie que, lorsque ce tube est dans des conditions normales de fonctionnement, chaque volt de tension continue appliqué à ses plaques de déviation horizontale, produit un déplacement du point lumineux de 0.22 mm, par rapport à sa position normale en l'absence de déviation.

La sensibilité de déviation est directement proportionnelle à la longueur des plaques de déviation et à la distance séparant ces plaques de l'écran du tube. Elle est inversement proportionnelle à la distance entre les plaques déviatrices et à la tension d'accélération (tension de la seconde anode).

FACTEUR DE DEVIATION

Le **facteur de déviation** indique la tension qui doit être appliquée entre une paire de plaques pour dé-

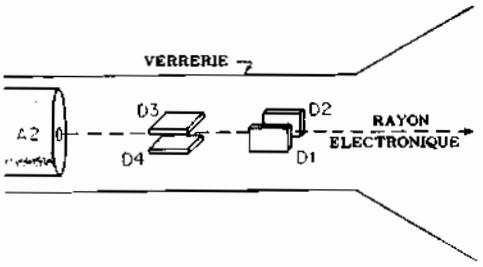


Fig. 8 - Position des plaques de déviation à l'intérieur d'un tube. D1 et D2 sont les plaques de déviation horizontale et D3-D4, celles de déviation verticale.

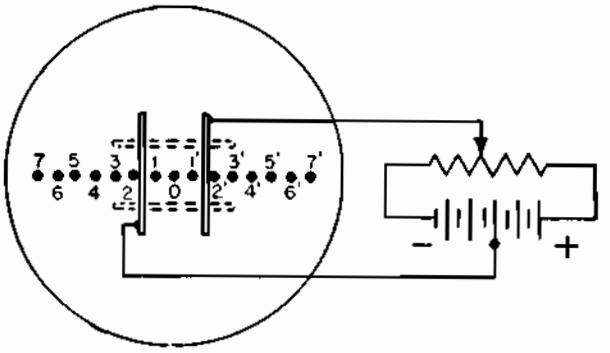


Fig. 9 - Déplacement horizontal du point lumineux, du centre vers la gauche ou la droite, sous l'effet des tensions appliquées aux plaques de déviation horizontale.

terminer un déplacement égal à l'unité de longueur choisie, c'est en quelque sorte la réciproque de la sensibilité de déviation. Il est exprimé en volts par centimètre (ou pouce) de déviation. Par exemple, le tube précédemment cité ayant une sensibilité de déviation de 0,22 mm par volt, son facteur de déviation sera de 45 volts par centimètre, environ (10 mm : 0,22 = 45,45). Parfois, principalement dans les pays anglo-saxons, on exprime le facteur de déviation en tenant compte également de la tension appliquée sur la deuxième anode. On dit, par exemple, que le tube a un facteur de déviation de « 60 volts par pouce/kilovolt sur la deuxième anode » ou plus simplement « 60 V/pouce/kV ». C'est ainsi que pour une tension d'accélération de 1 000 volts (1 kV), le facteur est de 60 volts par pouce (soit 24 volts/cm), tandis qu'avec une tension d'accélération de 2 kV, ce facteur devient 120 volts/pouce, soit 48 V/cm.

DEVIATION LINEAIRE

Le type de déviation le plus employé est celui qui produit une trace linéaire sur l'écran, c'est-à-dire celle engendrée par un point lumineux se déplaçant avec une vitesse uniforme. Dans ce cas, le point lumineux ou « spot » parcourra des distances égales dans des intervalles de temps égaux.

Par exemple, un point qui se déplace sur un écran de 12,5 cm de diamètre en parcourant une distance constante de 2,5 cm par seconde, se déplace évidemment avec une vitesse uniforme; la trace lumineuse produite par ce point en mouvement est une trace linéaire. La trace linéaire est intéressante, car elle représente une méthode très simple pour mesurer le temps sur un tube à rayons cathodiques.

Si l'on sait que le point a sa position de départ à l'extrême gauche d'un écran de 12,5 cm, à un instant déterminé, et s'il se déplace horizontalement à travers l'écran avec une vitesse de 2,5 cm par seconde, il est évident que, lorsque ce point se trouvera exactement au centre de l'écran, il se sera écoulé un temps de 2 secondes 1/2. Quand ce point aura parcouru les quatre cinquièmes du diamètre de l'écran, il se sera écoulé quatre secondes depuis l'instant du départ. On a ainsi établi une **base de temps**. Cette base de temps peut être tracée dans n'importe quelle direction, mais il est plus pratique de la tracer dans le sens horizontal.

Comme nous le verrons plus loin, la déviation linéaire est particulièrement utile quand le tube est employé pour reproduire un graphique ou l'image d'une quantité variable dans le temps.

Pour faire en sorte que le point se déplace de la manière décrite ci-dessus, on peut utiliser un dispositif constitué par un potentiomètre et une source de tension continue, suivant le schéma de la **figure 9**. Quand le curseur du potentiomètre se trouve dans sa position centrale, c'est-à-dire au point neutre par rapport à la différence de potentiel existant entre ses bornes, les deux plaques de déviation horizontale sont portées au même potentiel. Comme il n'y a aucune d.d.p. entre elles, aucune déflexion ne se produit et le point reste immobile au centre de l'écran vers la gauche, la plaque de droite devient plus négative et le point se déplace vers la gauche (de la position 0 à la position 7). Si, maintenant, on déplace **lentement**, et avec une vitesse uniforme, le curseur de l'extrême gauche, vers l'extrême droite, la tension sur la plaque de déviation de droite varie progressivement d'un maximum négatif à un maximum positif — en passant par zéro — par rapport au potentiel fixe appliqué sur l'autre plaque. Il en résulte que le point lumineux se déplace lentement et uniformément sur l'écran, depuis la position 7 jusqu'à la position 7'.

Enfin, si le curseur est déplacé rapidement en sens opposé, jusqu'à la position centrale, le point lumineux refait régulièrement les manoeuvres indiquées ci-dessus, le point se déplacera toujours lentement de gauche à droite sur l'écran, puis chaque fois que le bord droit sera atteint, il reviendra rapidement vers la gauche.

Si l'on fait en sorte que ces déplacements se fassent assez rapidement, la persistance de l'image sur l'écran, jointe à l'inertie de la rétine humaine, feront en sorte

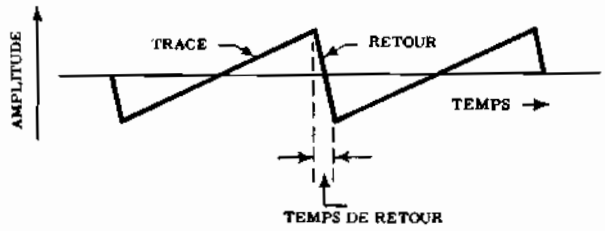


Fig. 10 - Voici la forme classique du signal en dents de scie, déjà étudiée précédemment. Cette forme de signal est très employée pour le balayage des tubes cathodiques. Elle présente une longue partie ascendante linéaire, puis une partie descendante abrupte, à la fin de laquelle la trace est revenue à son point de départ.

que l'on aura l'illusion de voir une ligne lumineuse droite continue. Cette trace lumineuse peut sembler intermittente, ou variable, si la fréquence des excursions (du balayage) est inférieure à 25 fois par seconde, mais elle se stabilise lorsque la fréquence augmente.

Etant donné, qu'en pratique, on exige un déplacement rapide du point, le système mécanique décrit ci-dessus ne saurait convenir. On le remplace par une augmentation lente plus souple, produisant des oscillations caractérisées par une augmentation lente et uniforme de la tension, jusqu'à une certaine amplitude, puis, une fois celle-ci atteinte, par une chute rapide de la tension. Ces oscillations, produites par des montages oscillateurs spéciaux, ont la forme représentée sur la **figure 10**: ce sont des oscillations « en dents de scie » que nous connaissons bien, car elles font partie des formes d'onde non sinusoïdales dont nous avons étudié la formation et la production dans les 91ème et 92ème leçons.

DEVIATION BIDIRECTIONNELLE

Résultante de deux forces

Toute force agissant sur un système a une amplitud-d'un sens et d'une direction déterminée; on dit, dans ce cas, qu'une force est une « grandeur vectorielle ». Dans d'autres occasions, elle peut être représentée par une fléche dont la longueur représente l'intensité et dont la direction indique le sens dans lequel elle agit. La somme de plusieurs forces se ramène donc à un simple problème graphique, comme le montre la **figure 11**.

Si deux forces, ayant même point d'application (forces concourantes), agissent dans le même sens, l'intensité de la force totale résultante est égale à la **somme** des intensités des deux forces composantes. Par contre, si elles sont de sens contraires, l'intensité de la force totale résultante est égale à la **différence** des intensités des deux forces composantes. Dans ce cas, la force résultante a le même sens que la plus grande des forces composantes.

Autrement dit, lorsque deux forces appliquées à un même corps solide sont dirigées suivant la même droite, leur résultante est égale à leur **somme algébrique**.

Par exemple, si deux forces, une de 30 N (environ 3kgf) et l'autre de 40 N (environ 04kgf) agissent sur un objet dans le même sens toutes les deux, celui-ci sera soumis à une force de 70 N dans la même direction. Par contre, si ces deux forces agissent en sens contraire l'objet sera soumis à une force de 10 N ayant la même direction que la force de 40 N.

Lorsque les deux forces concourantes ont des directions différentes, c'est-à-dire qu'elles forment entre elles un angle quelconque, la force résultante est représentée en grandeur, direction et sens par la diagonale du parallèlogramme construit sur les vecteurs représentant les deux forces. L'intensité de cette résultante dépend de l'intensité et de l'angle des deux forces.

Si les deux forces sont rectangulaires, c'est-à-dire, forment entre elles un angle droit, le parallèlogramme devient un rectangle (si les deux forces ont une même intensité). Dans ce dernier cas, l'intensité de la force résultante est égale à N $\sqrt{2}$ (1,414) fois celle d'une seule des deux forces (diagonale d'un carré).

DEVIATION ELECTROSTATIQUE BIDIRECTIONNELLE

Nous savons que lorsqu'on applique une tension sur les plaques de déviation horizontale, on produit un champ électrostatique qui exerce une force horizontale sur le rayon électronique. Celui-ci se déplace vers la droite ou vers la gauche selon la direction du champ; en effet, si la plaque de gauche est positive par rapport à celle de droite, la déviation se fait de droite à gauche, et inversement.

L'importance de cette déviation est fonction de l'intensité du champ déflecteur laquelle est, à son tour, déterminée par la d.d.p. présente entre les deux plaques.

Lorsqu'on applique une tension sur les plaques de

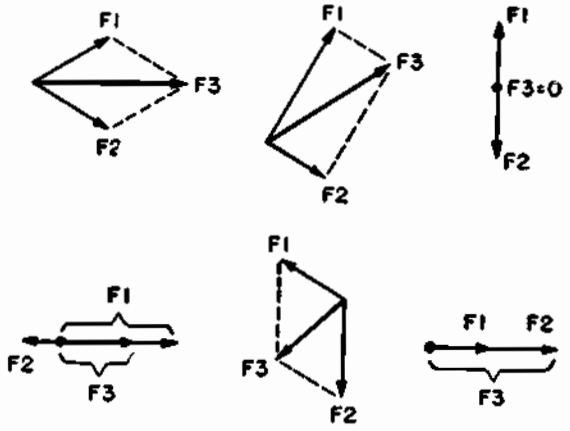


Fig. 11 - Représentation vectorielle de deux forces, F1 et F2, d'amplitudes différentes, appliquées dans des directions différentes. La force résultant de leur combinaison est représentée par F3.

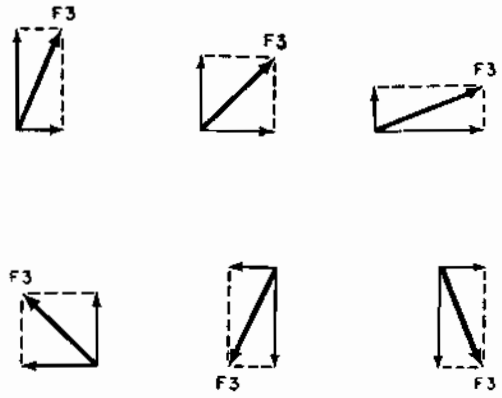


Fig. 12 - Représentation vectorielle de deux forces perpendiculaires entre elles. La résultante est également F3.

déviation verticale, on provoque la naissance d'un second champ électrostatique qui exerce également une force sur le rayon électronique. Cette force est dirigée dans le sens vertical, vers le haut ou vers le bas selon la direction du champ; laquelle — à son tour — dépend de la polarité de la tension appliquée. Là encore, l'importance de cette déviation est fonction de l'intensité du champ, c'est-à-dire de la d.d.p. existant entre les deux plaques.

Ces forces que nous venons de citer, et qui agissent toutes deux sur le rayon électronique, sont évidemment à angle droit entre elles, et la position du point lumineux sur l'écran sera en étroite relation avec la résultante de ces deux forces. Si les deux forces appliquées ont la même amplitude, elles produiront des déviations égales, et le rayon sera dévié d'un angle de 45°, c'est-à-dire dans une position intermédiaire entre la verticale et l'horizontale. Si ces deux forces agissent respectivement vers le haut et vers la droite, la déviation se fera suivant une diagonale à 45° vers le secteur supérieur droit de l'écran. De même, deux forces égales dirigées respectivement vers le haut et vers la gauche produiront, une déviation de 45° dans le secteur supérieur gauche.

Pareillement, si ces forces sont dirigées vers le bas et la gauche, ou vers le bas et la droite, la déviation se produira dans le secteur inférieur, respectivement à gauche ou à droite de l'écran.

Par contre, si l'amplitude des déviations individuelles n'est pas la même, si ces deux forces sont inégales, le processus sera le même, mais l'inclinaison de la trace ne sera plus de 45°, elle fera un angle qui sera fonction des amplitudes relatives des deux champs.

Il apparaît donc évident que la déviation d'un rayon d'électrons, au moyen de champs électrostatiques, peut se faire dans n'importe quelle direction. Le spot lumineux, visible sur l'écran, peut être déplacé vers n'importe quel point de cet écran et ce résultat peut être obtenu par la combinaison de deux tensions variables différentes, appliquées aux plaques de déviation.

Supposons, par exemple, que nous voulions obtenir, sur l'écran, une figure représentant le cycle d'une tension sinusoïdale. La méthode graphique est celle qui est le plus communément utilisée pour représenter une onde sinusoïdale. Sur l'axe vertical on indique la valeur de la tension et sur l'axe horizontal on porte le temps. Cette représentation de la valeur instantanée de la tension, en fonction du temps, est bien connue de nos lecteurs, et l'oscillographe cathodique permet d'en obtenir la représentation visuelle.

En effet, si le rayon cathodique est dévié verticalement d'une manière proportionnelle à la valeur de la tension qu'il doit représenter, on obtient une ligne verticale. Le point lumineux se déplace vers le haut pendant l'alternance positive et vers le bas pendant l'alternance négative. Si, dans le même temps, on s'arrange pour que le rayon cathodique se déplace également dans le sens horizontal, avec une vitesse uniforme, il tracera sur l'écran la figure désirée, c'est-à-dire une sinusoïde. Celle-ci est donc produite par les actions exercées simultanément par la force produisant la déviation horizontale (base de temps linéaire).

Toutes les explications que nous venons de donner, sur le tube à rayons cathodiques à déviation électrostatique, ont eu simplement pour but de faire connaître les principes généraux relatifs à sa construction et à son utilisation. Nous n'avons pas parlé des divers dispositifs auxiliaires qui ont permis de réaliser, à partir de ce tube, des instruments de mesure particulièrement précieux pour le technicien.

Nous avons dit, en son temps, que les caractéristiques de fonctionnement d'un tube à rayons cathodiques, ne dépendent pas seulement des caractéristiques propres au tube lui-même, mais bien — pour la plupart — de celles des circuits qui lui sont associés. L'objet de notre prochaine leçon sera donc l'étude des différents circuits permettant de produire les signaux spéciaux qui, appliqués aux plaques de déviation horizontale du tube, permettront d'examiner en détail la forme d'onde, l'amplitude et la fréquence d'autres signaux appliqués aux plaques de déviation verticale. L'ensemble constitué par le tube et les dispositifs auxiliaires, forme ce qu'on appelle un **oscilloscope**.

Leçon n 95

L'OSCILLOGRAPHE A RAYONS CATHODIQUES

L'oscillographe à rayons cathodiques ou oscilloscope, est un instrument électronique de très grande utilité pour le radiotechnicien, aussi bien pour les dépannages que — dans une plus grande mesure, encore — pour l'étude et la mise au point d'appareils originaux. Il possède, en effet, la précieuse faculté de permettre l'observation directe de la nature et de la forme des courants et des tensions que l'on peut trouver dans un circuit électronique.

L'oscilloscope met à profit toutes les possibilités offertes par le tube à rayons cathodiques et en étend considérablement le champ d'action au moyen de circuits auxiliaires qui constituent les différentes parties de l'instrument.

Théoriquement, un oscilloscope peut être divisé en six parties distinctes, que nous détaillerons ci-dessous; chacune de ces sections remplit une fonction particulière, indispensable au fonctionnement de l'ensemble, mais — malgré sa complexité apparente — l'oscilloscope est un des instruments les plus simples que l'électronique met à la disposition du technicien. Les différentes parties d'un oscilloscope classique sont les suivantes, comme le montre le schéma synoptique de la **fig. 1**.

L'amplificateur vertical - Nous avons vu, dans les leçons précédentes, que la sensibilité du tube cathodique n'était pas suffisante pour donner une déviation appréciable du point lumineux (ou spot) pour de faibles tensions appliquées aux plaques de déviation. Or, les tensions et les courants que l'on trouve dans les appareils électroniques sont, généralement, de très faible amplitude: d'où la nécessité absolue d'inclure, dans un oscilloscope, des amplificateurs susceptibles de porter l'amplitude de ces signaux à une valeur telle qu'elle permette d'obtenir une déviation suffisante. Le signal à examiner est appliqué à l'entrée de l'amplificateur, dont la sortie est reliée aux plaques de déviation verticale. Tout signal, ainsi amplifié, appliqué aux plaques de déviation verticales, — les plaques de déviation horizontale n'étant pas sous tension — provoque un déplacement périodique du point lumineux sur l'écran du tube et l'on obtient ainsi une ligne lumineuse verticale (**figure 2**), dont la longueur est directement proportionnelle à l'amplitude de crête à crête du signal. Le gain de l'amplificateur doit pouvoir être réglé au moyen d'un potentiomètre, suivant la méthode habituelle, pour que la tension appliquée aux plaques de déviation produise une trace lumineuse de hauteur adaptée aux dimensions de l'écran fluorescent. La courbe de réponse en fréquence de l'amplificateur doit être linéaire dans une gamme assez étendue. Plus la gamme de fréquence à l'intérieur de laquelle l'amplification reste constante est étendue, meilleure est la qualité de l'instrument et plus grande son utilité pratique.

Si l'amplificateur vertical comporte un atténuateur d'entrée étalonné, comme nous connaissons en principe, la sensibilité de déviation du tube (exprimée en mm/V), on pourra évaluer la tension de crête à crête du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur en mesurant la longueur de la trace verticale. Pour cela, on dispose devant l'écran fluorescent un masque transparent portant deux axes perpendiculaires (horizontal et vertical) gradués en millimètres ou en centimètres, ce qui permet de mesurer commodément la longueur des traces. Ainsi équipé, l'oscilloscope sert donc de voltmètre et rend de très grands services pour la mesure des tensions de crête des signaux complexes.

L'amplificateur horizontal - Il est semblable à l'amplificateur vertical et joue un rôle analogue. Dans ce cas également, un signal quelconque appliqué à l'entrée se traduit sur l'écran du tube par une ligne droite, horizontale cette fois-ci, comme le montre la **figure 3**. L'unique différence réside dans le fait que l'amplification est moins importante que celle de l'amplificateur précédent, car son utilisation est différente. En effet, tandis que l'amplificateur vertical reçoit le signal à examiner, l'amplificateur horizontal, quant à lui, doit simplement provoquer le déplacement du point lumineux périodiquement de gauche à droite de l'écran pour permettre la formation de l'image. Pour obtenir ce résultat, on applique à son entrée, soit un signal de forme spéciale engendré dans une troisième section de l'oscilloscope, soit d'autres signaux dont nous parlerons par la suite. L'amplificateur horizontal doit également être linéaire dans des limites assez étendues, car, dans certains cas, il peut être utilisé pour amplifier des signaux complexes. Il est aussi pourvu d'une commande manuelle de gain qui permet d'allonger plus ou moins la trace sur l'écran du tube.

La base de temps - Comme nous l'avons vu dans nos études précédentes, un courant alternatif peut être représenté graphiquement au moyen d'un système d'axes de coordonnées dans lequel la tension est portée dans le sens vertical et le « temps » dans le sens horizontal. Le circuit appelé « base de temps », auquel nous avons déjà fait allusion en décrivant les utilisation possibles du tube à rayons cathodiques, a précisément pour fonc-

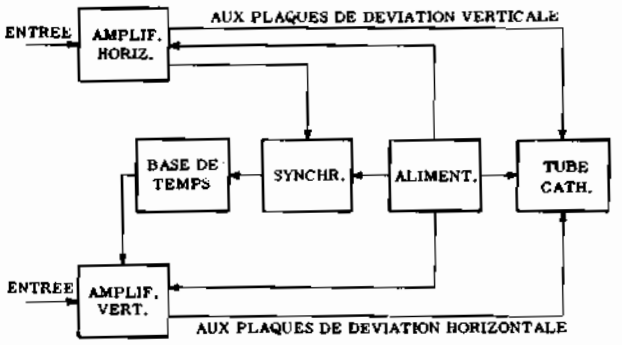


Fig. 1 - Schéma synoptique d'un oscilloscope à rayons cathodiques. Il se compose de quatre parties indépendantes, d'un tube à rayons cathodiques et d'une alimentation.

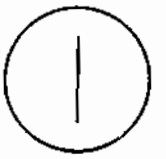


Fig. 2 - Le déplacement alternatif du point dans le sens vertical produit une ligne continue.

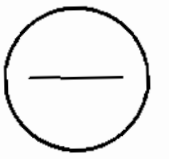


Fig. 3 - Si on applique un signal entre les plaques de déviation horizontale, on obtient cette ligne.

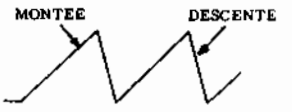


Fig. 4 - Tension en dents de scie. La partie descendante est plus rapide que la partie ascendante. Le balayage de l'écran se fait pendant le temps de montée.

tion de provoquer le déplacement périodique du point lumineux dans le sens horizontal, le long de l'axe « x »; on obtient, ainsi, une trace visible pendant le mouvement du point de la gauche vers la droite, et invisible durant le retour, de la droite vers la gauche.

Ce mouvement, appelé « balayage », est rendu possible grâce à l'utilisation d'un montage oscillateur spécial, produisant une tension de forme particulière — dite en « dents de scie » — que nous connaissons bien et que nous représentons, à nouveau, sur la **figure 4**. Cette tension est appliquée aux plaques de déviation horizontale à travers l'amplificateur du paragraphe précédent, qui permet de régler l'amplitude des oscillations et de choisir, en conséquence, la longueur de la trace horizontale convenant le mieux à l'examen du signal. Sous l'effet de cette tension en dents de scie, le point lumineux se déplace avec une certaine vitesse, constante, de la gauche vers la droite de l'écran (partie ascendante de la courbe en dents de scie), puis il retourne rapidement à son point de départ (en allant de la droite vers la gauche de l'écran), sans laisser de trace visible (partie de la courbe, beaucoup plus rapide que l'autre).

L'amplificateur horizontal est pourvu, à son entrée, d'un commutateur permettant de lui appliquer, soit la tension en dents de scie produite par la base de temps, soit tout autre signal extérieur, selon les besoins.

Ce balayage horizontal, effectué à vitesse constante sous l'effet de la tension en dents de scie appliquée aux plaques de déviation horizontale, permet d'obtenir sur l'écran du tube la représentation, en fonction du temps, du signal transmis aux plaques de déviation verticale. Pour cela, la fréquence des oscillations en dents de scie est réglable de telle sorte que l'on peut toujours avoir un cycle horizontal complet pendant que se développe un nombre déterminé de périodes du signal vertical. La base de temps comporte donc un dispositif de réglage de la fréquence des oscillations en dents de scie: un commutateur permet, tout d'abord, de choisir la gamme de fréquence désirée, puis un réglage «fin» donne le moyen de se régler exactement sur la fréquence de balayage convenant à l'examen du signal.

Le circuit de synchronisation - La fonction de ce circuit est de « synchroniser » la fréquence de la tension en dents de scie, produite par la base de temps, sur le signal provenant de l'amplificateur vertical. Il est ainsi possible de toujours faire coïncider le début de chaque cycle de la dent de scie avec le début d'un cycle du signal vertical et de stabiliser, de cette façon, l'image formée sur l'écran. Une commande manuelle permet de doser l'efficacité de ce circuit et d'ajuster la tension nécessaire au maintient de la synchronisation entre ces deux signaux.

Le tube à rayons cathodiques - Cette partie essentielle a été étudiée en détail dans les précédentes leçons; il nous suffira donc de répéter que ce tube peut être d'un diamètre plus ou moins grand, qu'il peut donner des traces de couleurs différentes selon la nature de la substance luminescente formant l'écran et qu'il peut être plus ou moins sensible. Les Tableaux 84 et 85 donnent toutes les indications utiles sur les principaux types de tubes actuellement employés dans les oscilloscopes. Les tensions de sortie issues des deux amplificateurs cités plus haut, sont envoyées aux deux paires de plaques de déviation, tandis que les autres électrodes sont reliées aux commandes de concentration et de luminosité.

L'alimentation - Le schéma de principe et quelques indications sommaires sur l'alimentation sont donnés à la page 768 de ce cours. Elle sera étudié plus en détail lors de la description pratique d'un oscilloscope réalisable par nos lecteurs. Rappelons simplement que la tension continue la plus élevée que doit fournir cette alimentation est de l'ordre de 1 000 volts, mais qu'elle doit aussi délivrer des tensions moins fortes (250 à 300 volts), sous une plus grande intensité, pour alimenter les amplificateurs, les oscillateurs circuits auxiliaires nécessaires au fonctionnement de l'appareil.

FORMATION DE L'IMAGE

L'image qui se forme sur l'écran d'un oscilloscope résulte donc de la combinaison de deux tensions appliquées respectivement sur les plaques verticales et ho-

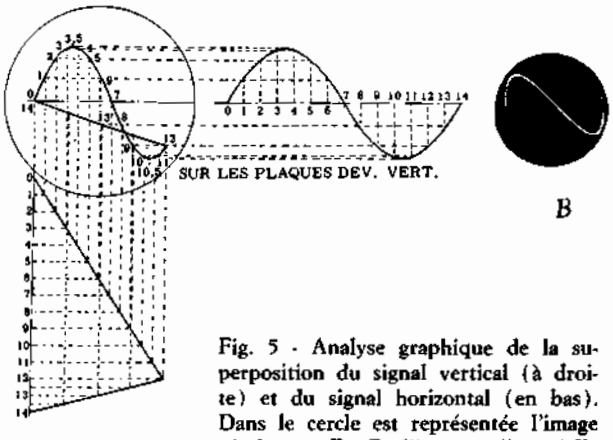


Fig. 5 - Analyse graphique de la superposition du signal vertical (à droite) et du signal horizontal (en bas). Dans le cercle est représentée l'image résultante. En B, l'image telle qu'elle apparaît en réalité sur l'écran.

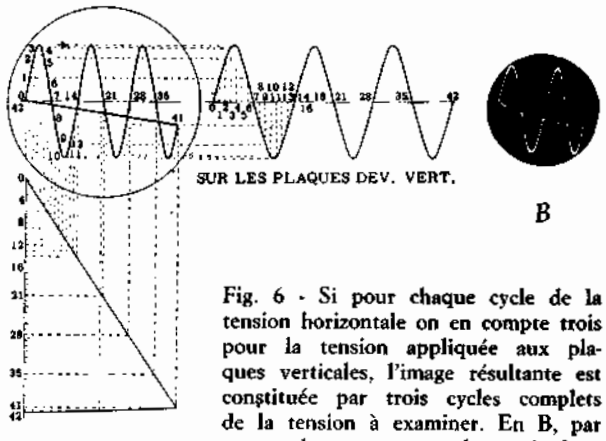


Fig. 6 - Si pour chaque cycle de la tension horizontale on en compte trois pour la tension appliquée aux plaques verticales, l'image résultante est constituée par trois cycles complets de la tension à examiner. En B, par contre, le rapport est de un à deux (deux cycles).

rizontales. Ces deux tensions agissent simultanément sur le faisceau d'électrons qui se déplace dans la direction de la résultante des deux champs électrostatiques auxquels il est soumis. Le point lumineux décrit donc sur l'écran la forme d'onde du signal d'entrée (vertical) en fonction de la fréquence du signal de balayage horizontal, c'est-à-dire du temps.

Nous venons de dire que l'action combinée des deux champs électrostatiques produits par les plaques de déviation provoquait l'apparition, sur l'écran fluorescent, de la forme d'onde du signal à examiner: le principe fondamental de cette action est illustré par la **figure 5**. Cette figure peut se diviser en quatre parties: en bas, à gauche on a reproduit la forme d'onde d'une oscillation complète en dents de scie; en haut, au dessus, on a représenté l'écran du tube cathodique avec l'image qui devrait y apparaître et, à droite, on voit la forme d'onde du signal à examiner. En **B** a été dessinée la figure qui apparaît réellement sur l'écran.

Sur tous ces dessins, le point 0 marque le début simultané des deux signaux, il correspond à l'absence de champ électrostatique, tant vertical qu'horizontal, entre les deux paires de plaques de déviation, c'est-à-dire à l'instant du cycle où la tension est nulle. Au fur et à mesure que la tension en dents de scie augmente, pour atteindre son maximum au point 12, le spot lumineux se déplace horizontalement sur l'écran depuis le point 0, jusqu'au point 12. Mais à cet instant, le spot ne se trouve plus sur le diamètre horizontal, car il a été soumis, dans le même temps, à toute une série de déplacements dans le sens vertical, sous l'effet du champ électrostatique vertical. Si nous suivons point par point les deux signaux, nous constatons qu'au moment où la tension en dents de scie diminue rapidement du point 12 au point 14, une partie du signal vertical seulement a été reproduite sur l'écran. Pour reproduire intégralement cette sinusoïde, il faudrait que la durée du signal en dents de scie soit légèrement plus longue. On remarquera, sur la figure 5-B, que la dernière partie du signal vertical — qui fait que la trace lumineuse de retour ne peut se confondre exactement avec le diamètre horizontal de l'écran — se traduit par une légère courbure de la trace de retour au point de départ.

Cette trace de retour, qui est gênante en pratique, peut être supprimée comme nous le verrons plus loin.

La **figure 6** illustre le cas dans lequel une oscillation en dents de scie se produit dans la même période que trois oscillations complètes du signal à examiner. On constate que trois cycles de ce signal sont visibles sur l'écran du tube, et ceci démontre que **le nombre des oscillations visibles est donné par le rapport entre la fréquence du signal vertical et la fréquence du signal horizontal**. Si ces deux fréquences sont égales, on ne verra qu'une seule période du signal sur l'écran (rapport 1:1); si la fréquence du signal est égale au double de celle du balayage, on verra deux cycles (rapport 2:1), et ainsi de suite. Il est facile d'en conclure que, connaissant la fréquence du signal horizontal (dans notre cas, la fréquence du signal en dents de scie), il est possible de connaître celle du signal vertical en multipliant la fréquence horizontale par le nombre des périodes visibles sur l'écran.

La figure **6-B** représente l'image obtenue sur l'écran lorsque la fréquence verticale est double de la fréquence horizontale.

L'AMPLIFICATEUR VERTICAL

Pour qu'un instrument de mesure puisse « lire » un signal sans en altérer les caractéristiques, il faut qu'il n'absorbe aucun courant. Pour cette raison, l'impédance d'entrée d'un tel instrument de mesure doit être, sinon infinie, du moins extrêmement élevée. Cela a déjà été exposé dans une leçon précédente consacrée aux voltmètres à lampe, et nous avons vu, alors, comment on pouvait réaliser un amplificateur dont l'impédance d'entrée, de l'ordre de plusieurs mégohms, soit suffisante pour la plupart des applications pratiques. En outre, étant donné qu'un oscilloscope doit pouvoir servir également à observer des signaux de fréquence très élevée, il faut que la capacité d'entrée soit inférieure à 20 pF, en général, et beaucoup plus faible, dans certains cas particuliers.

La bande passante de l'amplificateur vertical doit être fonction du service demandé à l'instrument. Il

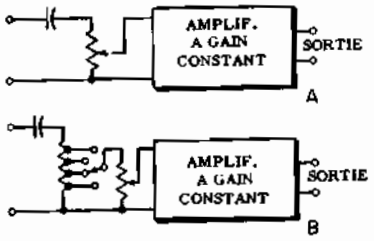


Fig. 7 - Pour régler l'amplitude de la déviation, on peut prévoir soit un simple potentiomètre (A), soit un atténuateur double, à plots suivi d'un potentiomètre.

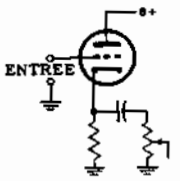


Fig. 8 A - Etage d'entrée d'un amplificateur à sortie sur la cathode. L'atténuateur est constitué par un potentiomètre placé en parallèle sur la charge cathodique.

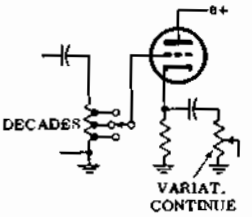


Fig. 8 B - Etage d'entrée pourvu d'un atténuateur à décades. On peut ainsi, si cela est nécessaire, n'appliquer qu'une fraction du signal à examiner sur la grille.

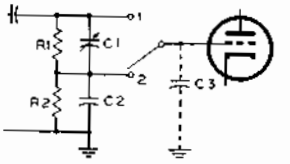


Fig. 9 - Pour que l'atténuation du signal soit indépendente de sa fréquence, des condensateurs ajustables sont placés en parallèle sur les résistances de l'atténuateur.

existe des oscilloscopes destinés exclusivement aux mesures en basse fréquence : pour ceux-ci, un amplificateur vertical donnant une réponse linéaire jusqu'à 100 kHz est suffisant. Toutefois, comme nous le verrons mieux par la suite, même pour des analyses de signaux BF il est préférable de disposer d'oscilloscopes ayant une bande passante plus large, car les signaux étudiés peuvent souvent être « non sinusoïdaux », et leur reproduction exacte ne peut être obtenue que si l'amplificateur restitue correctement les harmoniques de rang très élevé. Tout ceci a été clairement démontré dans notre étude consacrée aux formes d'ondes non sinusoïdales.

L'amplificateur vertical doit comporter un atténuateur d'entrée qui peut être de deux types différents, comme le montrent les **figures 7-A** et **B**. Le premier est constitué par un simple potentiomètre aux bornes duquel on applique le signal à examiner et, sur le curseur de ce potentiomètre, on prélève la tension de signal nécessaire pour obtenir la déviation convenable sur l'écran du tube cathodique. Le second type est un peu plus compliqué et l'atténuation se fait en deux étapes: tout d'abord, le signal à examiner est appliqué aux bornes d'un diviseur de tension dit « à décades ». Il comporte une série de résistances calculées de manière à pouvoir prélever soit la totalité, soit le 1/10, ou le 1/100, ou le 1/1 000 de la tension du signal. Il est suivi d'un potentiomètre qui permet de choisir toutes les valeurs intermédiaires, dans chaque décade.

Lorsque l'oscilloscope doit être utilisé pour l'examen de fréquence très élevées, on préfère monter un étage d'entrée du type « cathode follower » (**figure 8**). Là, encore, l'atténuation peut être simple ou double. En **A**, le signal est appliqué directement sur la grille du premier étage et on le prélève sur la cathode, par l'intermédiaire d'un potentiomètre; en **B**, par contre, un atténuateur décimal est placé directement à l'entrée et un potentiomètre, dans le circuit de la cathode, permet de faire varier d'une manière progressive l'amplitude du signal.

Aux fréquences très élevées, la capacité d'entrée de l'amplificateur prend une grande importance, car vis-à-vis du signal, elle constitue, une dérivation possible vers la masse. Elle amène également une rotation de phase (distorsion de phase). La réluctance de cette capacité se comporte, en pratique, comme une résistance (variable avec la fréquence), placée en parallèle sur l'atténuateur et de valeur d'autant plus faible que la fréquence est plus élevée. Pour limiter cet effet néfaste, on monte, en parallèle sur chaque résistance de l'atténuateur, un condensateur ajustable de faible valeur, comme le montre la **figure 9**.

Ces ajustables sont réglés de telle sorte que l'amplitude du signal aux bornes des différentes sections de l'atténuateur soit constante et indépendante de la fréquence; on obtient, ainsi, une atténuation indépendante de la fréquence, ainsi qu'une correction de la phase. En d'autres termes, la résistance ohmique des différentes sections de l'atténuateur n'est pas seulement donnée par les valeurs propres de R1 et de R2, mais par leur combinaison avec la réactance capacitive Xc des condensateurs ajustables mis en parallèle sur elles. Avec un étage d'entrée à charge cathodique la capacité d'entrée a une faible valeur; il n'est plus nécessaire, alors, de corriger la phase à l'aide de condensateurs disposés en parallèle.

La **figure 10** montre le schéma de principe d'un amplificateur vertical à 4 étages, pour oscilloscope à rayons cathodiques. Les tubes utilisés sont des triodes, car ils introduisent moins de distorsions que les pentodes, ainsi que nous l'avons vu en son temps. L'atténuateur d'entrée, du type décrit plus haut, est à deux sections; le potentiomètre placé dans le circuit de cathode du premier étage permet une variation continue de l'amplitude du signal appliqué à l'étage suivant. Les deuxième et troisième étages se caractérisent par la présence d'inductances en série avec la charge anodique; ceci est indispensable pour obtenir une amplification constante jusqu'aux fréquences les plus élevées de la bande transmise. En effet, lorsque la fréquence du signal augmente, la réactance de ces bobines augmente également, ce qui accroît la résistance de charge des tubes, donc l'amplitude du signal recueilli sur l'anode de ces tubes et compense les per-

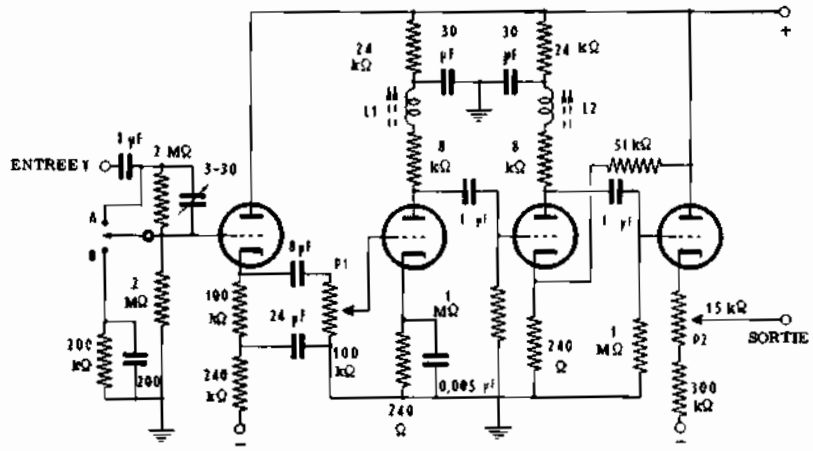


Fig. 10 - Exemple typique d'amplificateur vertical pour oscilloscope. On utilise des triodes afin d'avoir moins de distorsion. Un atténuateur à deux positions (A et B) est placé à l'entrée, tandis que P1 permet le réglage continu de l'amplitude. L1 et L2, de quelques millihenrys, égalisent la réponse aux fréquences élevées. P2 commande le centrage vertical.

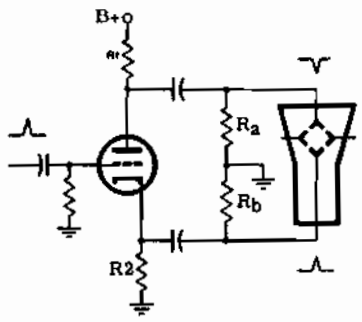


Fig. 11 A - Etage amplificateur final à un tube. Le déphasage de 180° est obtenu en prélevant les tensions de déviation sur la plaque et la cathode.

tes qui se produisent par ailleurs. Le quatrième tube amplificateur est également monté en « cathode follower », ce qui permet d'obtenir une bonne stabilité de fonctionnement; le potentiomètre placé en série dans son circuit cathodique, joue un rôle important car il permet le centrage de l'image sur l'écran.

Lors de l'étude du tube à rayons cathodiques, la non-uniformité du champ électrostatique de déflexion produit une déconcentration du point lumineux, donc de l'image, vers les régions périphériques de l'écran. Pour éviter toute distorsion, il faut donc que les champs électrostatiques soient aussi uniformes que possible.

En général, c'est le pôle positif de la haute tension qui est relié à la masse, contrairement à ce qui se fait dans les autres appareils électroniques.

Dans les oscilloscopes les plus simples, le système de déviation utilisé est du type « asymétrique »; dans ce cas, une des deux plaques de chaque paire est reliée à la masse et la tension provoquant la déviation (c'est-à-dire le signal) est appliquée à l'autre plaque. Etant donné que l'anode accélératrice est au même potentiel que la plaque de déviation reliée à la masse, il en résulte une non-uniformité du champ de déviation avec, pour conséquence, une distorsion de l'image.

Lorsque le dernier étage de l'amplificateur est du type « push-pull » ou symétrique, aucune des plaques n'est reliée à la masse, et le signal est appliqué simultanément aux deux. On réduit, ainsi, toutes les causes possibles de déconcentration et de distorsion et, avantage supplémentaire, on peut obtenir de plus fortes déviations du faisceau pour de plus faible tensions.

La **figure 11** illustre deux montages classiques d'étage final d'amplificateur vertical. En **A**, le signal est recueilli tant sur la plaque que sur la cathode du tube final, il en résulte donc un déphasage de 180° qui permet d'appliquer sur chaque plaque de déviation un signal d'égale amplitude, mais de phase opposée. En **B**, le déphasage est réalisé au moyen de deux tubes couplés entre eux par la résistance de cathode commune. Le signal, appliqué sur la grille de V1, produit une chute de tension aux bornes de la résistance de cathode; cette tension se retrouve automatiquement sur la grille de V2, et cette lampe amplifie donc un signal de même amplitude que celui appliqué sur la grille de V1, mais de phase opposée. Dans ces deux montages, les plaques de déviation verticale sont donc portées à des potentiels égaux et opposés, et le point neutre (à la jonction de Ra et de Rb, qui ont des valeurs ohmiques égales) est relié à la masse.

Certains oscilloscopes perfectionnés ont un amplificateur vertical permettant l'amplification du courant continu ou de très basse fréquence. On sait que, d'une manière générale, le couplage entre deux étages successifs d'un amplificateur se fait au moyen d'un condensateur ou d'un transformateur qui, tous deux, ne laissent passer que le courant alternatif. La **figure 12**, par contre, nous montre un artifice utilisé pour permettre l'amplification de signaux dont la fréquence est 0 ou presque. Pour cela, la haute tension d'alimentation est appliquée aux bornes d'un diviseur de tension, calculé de telle sorte que les différentes électrodes de V1 et de V2 soient portées respectivement à des potentiels corrects, nécessaires au bon fonctionnement des tubes. C'est ainsi que, partant du point —B du diviseur de tension, le potentiel augmente régulièrement pour atteindre son maximum au point +B. En conséquence, nous voyons que la grille de V1 est négative par rapport à la cathode et que sa plaque est portée à un potentiel de +185 V par suite de la chute de tension dans R. La cathode de V2 est reliée au point +190 V sur le diviseur de tension et sa grille, directement branchée à la plaque de V1, reçoit un potentiel de +185 V, ce qui la rend bien négative par rapport à sa cathode. Ce montage amplificateur à liaison directe est particulièrement utile lorsque l'on doit effectuer des mesures sur des signaux dont la fréquence est très basse, voisine du courant continu (fréquence 0), car il permet de supprimer les déphasages importants se produisant avec les modes de couplage habituels.

L'AMPLIFICATEUR HORIZONTAL

Les caractéristiques de cet amplificateur ne sont pas très différentes de celles de l'amplificateur vertical.

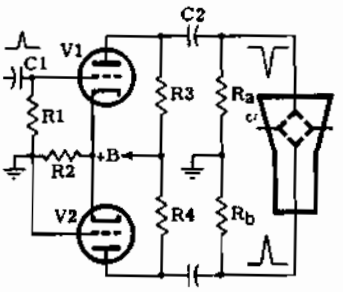


Fig. 11 B - Etage amplificateur final en push-pull. Les tensions appliquées aux plaques de déviation sont déphasées de 180°.

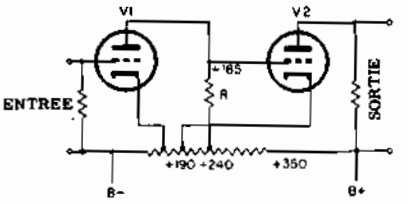


Fig. 12 - Amplificateur à couplage direct. L'absence de condensateur de couplage permet le passage de signaux de fréquence presque nulle.

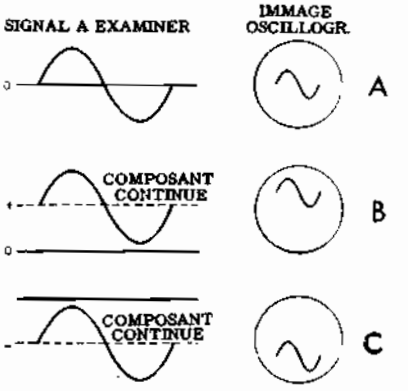


Fig. 13 - Déplacement de l'image par adjonction d'une composante continue.

Dans ce cas, également, l'impédance d'entrée doit être aussi élevée que possible, tandis que la capacité d'entrée doit être minimale. Il est bien évident que si l'amplificateur horizontal doit être utilisé dans les mêmes conditions que l'amplificateur vertical (c'est-à-dire pour l'amplification de signaux du même genre), il doit posséder des caractéristiques identiques. Cependant, la largeur de bande est en général, plus faible que celle de l'amplificateur vertical la fréquence de répétition des signaux de balayage en dents de scie étant plus basse que celle du signal à l'étudier.

Etant donné que, presque toujours, le signal à étudier est appliqué à l'amplificateur vertical et que l'amplificateur horizontal ne reçoit que les signaux de balayage, le gain de ce dernier peut être beaucoup moins important. En effet, le générateur de signaux en dents de scie, que nous étudierons au prochain chapitre, fournit déjà des tensions d'une certaine amplitude et il suffit que l'amplificateur horizontal ait le gain nécessaire pour dévier le rayon cathodique sur la totalité du diamètre de l'écran, avec une marge suffisante pour le cas d'un signal extérieur plus faible.

L'amplificateur horizontal doit, lui aussi comporter un atténuateur d'entrée, ainsi qu'une commande de gain. Le système de branchement aux plaques de déviation étant identique au précédent, les remarques faites, à ce sujet, pour l'amplificateur vertical, s'appliquent également ici et il est bon de prévoir une sortie symétrique, à l'effet de maintenir l'uniformité du champ de déflexion.

Examinons, maintenant, les dispositifs de centrage de l'image, auxquels nous avons fait allusion plus haut. Ce centrage est obtenu en appliquant une d.d.p. continue sur les plaques de déviation, cette tension continue se superposant au signal transmis par l'intermédiaire de l'amplificateur. Il en résulte une certaine composante continue.

Supposons qu'un signal sinusoïdal soit appliqué aux plaques de déviation verticale et qu'un signal en dents de scie de même fréquence soit appliqué aux plaques de déviation horizontale. Dans un tel cas on obtient sur l'écran l'image représentée en **A**, sur la **figure 13**. Si, en même temps que le signal, on applique une tension continue sur les plaques de déviation verticale, la symétrie qui déterminait une déviation égale, de part et d'autre de l'axe 0, n'existe plus: en d'autres termes, la d.d.p. entre les plaques varie en plus ou en moins par rapport à un potentiel positif moyen, déterminé par la composante continue. Supposons que cette composante ait une valeur telle qu'elle provoque un déplacement de 25 mm vers le haut de l'écran, comme sur la figure 13-**B**: l'image tout entière se déplacera dans le même sens, de la même distance. Si la composante continue est de polarité opposée, l'image se déplacera vers le bas, comme en **C**.

Dans les systèmes de déviation non symétriques, une plaque de chaque paire est reliée directement à la masse et la tension continue de centrage est insérée en série avec la tension du signal appliqué à la plaque opposée, comme le montre la **figure 14**. Dans un tel cas, le centrage se fait au moyen du potentiomètre R2, aux bornes duquel est appliquée une tension continue dont le point neutre, obtenu au moyen de deux résistances R3 et R4 d'égale valeur, est relié à la masse. Lorsque le curseur du potentiomètre est dans sa position centrale, le circuit est équilibré, car l'une des plaques est à la masse et a donc le potentiel du point neutre, tandis que l'autre plaque est également au même potentiel puisque le curseur du potentiomètre est à égale distance des deux extrémités. Par contre si l'on déplace ce curseur vers une des extrémités du potentiomètre, la plaque à laquelle il est relié devient positive ou négative par rapport au point neutre et le rayon cathodique, donc l'image reproduite sur l'écran, se déplacera vers le haut ou vers le bas.

Le centrage horizontal de l'image se fait suivant le même principe; on utilise également un potentiomètre, branché en parallèle sur le premier, mais dont le curseur est évidemment relié à l'une des plaques de déviation horizontale.

La **figure 15**, par contre, donne le schéma de principe d'un dispositif de centrage vertical dans le cas d'une déviation symétrique. Le principe est encore le même, mais la réalisation est plus compliquée, car

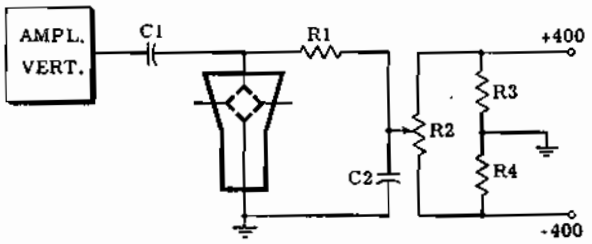


Fig. 14 - Dispositif de centrage « asymétrique ». Une des plaques de déviation est reliée à la masse et la composante continue nécessaire au déplacement de l'image est obtenue par le déséquilibre du pont formé par R2, R3 et R4. En déplaçant le curseur du potentiomètre, une des plaques devient positive ou négative par rapport à l'autre.

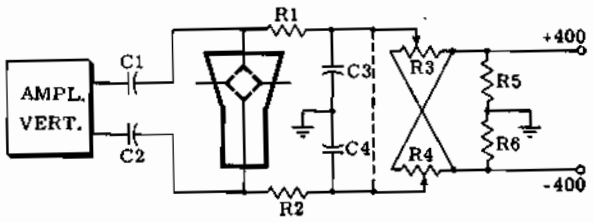


Fig. 15 - Dispositif de centrage « symétrique ». Il est semblable au précédent, à la différence, toutefois, qu'aucune des plaques n'est à la masse. Le point neutre est constitué par R5 et R6. Ce montage permet un déplacement de l'image plus rapide que celui obtenu par le montage asymétrique de la figure 14.

aucune plaque n'est reliée à la masse. R3 et R4 sont deux potentiomètres identiques commandés par le même axe. Les tensions recueillies sur les curseurs de ces potentiomètres varient en sens opposé, du fait du croisement des connexions aboutissant aux extrémités; c'est ainsi que lorsqu'une des tensions augmente, l'autre diminue. Le point neutre est déterminé par R5 et R6 qui ont la même valeur ohmique. Avec un tel montage, à toute augmentation de la tension positive sur une plaque de déviation, correspond la même augmentation de la tension négative appliquée sur l'autre plaque, et inversement. Là encore, le centrage horizontal de l'image se fait suivant le même principe; on utilise également un potentiomètre double, branché en parallèle sur le premier, dont les curseurs sont reliés aux plaques de déviation horizontale.

Un des inconvénients des systèmes de centrage décrits ci-dessus est la lenteur avec laquelle s'effectue le déplacement de l'image lorsque le condensateur de couplage entre l'amplificateur et les plaques de déviation et la résistance de charge correspondante, sont de valeur élevée. Dans ce cas, en effet, la constante de temps (égale au produit de la résistance par la capacité) est importante et quand on commande le potentiomètre de centrage pour déplacer l'image dans un sens ou dans l'autre, cette variation de tension n'est transmise aux plaques de déviation que très lentement, le condensateur de couplage mettant d'autant plus de temps à se charger complètement que sa capacité est plus grande.

Cet inconvénient apparaît particulièrement dans les oscilloscopes de qualité dans lesquels les amplificateurs ont une bande passante très large.

On peut remédier à ce défaut en insérant le système de centrage entre deux étages de l'amplificateur correspondant, comme le montre le schéma de la **figure 16**. Le fonctionnement est alors le suivant:

La tension alternative du signal est appliquée sur la grille du tube V9 (monté en « cathode follower »), dont la plaque est alimentée sous une tension stabilisée de +155 V, tandis que l'extrémité inférieure de la résistance de cathode est reliée à une tension de —280 V. Les valeurs ohmiques de R37 et R38 sont choisies de telle sorte que, lorsque le courant anodique de V9 a une intensité normale, le point central de R37 est au potentiel de la masse. V10 et V11 forment l'amplificateur final en « push-pull », dont nous avons déjà décrit le mode de fonctionnement. Les composants L5, L6, R43, C25, R44 et C26 ont pour fonction de compenser les pertes d'amplification aux fréquences élevées. L'impédance de la combinaison R-C est plus faible aux fréquences élevées qu'elle ne l'est aux fréquences basses; de ce fait, les fréquences élevées sont transmises aux plaques de déviation avec une plus faible atténuation.

Les tubes de l'étage final de l'amplificateur sont couplés directement aux plaques de déviation, ce qui permet de passer la composante continue de leur circuit anodique qui sert à réaliser le centrage de l'image.

Lorsque le curseur du potentiomètre R37 est dans sa position centrale, aucune composante continue ne s'ajoute au signal transmis sur la grille de V10 et le courant anodique moyen de chaque tube final est sensiblement de même intensité. Il en résulte que les tensions anodiques sont égales et qu'il n'existe aucune d.d.p. continue entre les plaques de déviation.

Supposons, maintenant, que l'on déplace le curseur de R37 vers la cathode de V9. Dans ce cas, une composante continue positive s'ajoute au signal appliqué sur la grille de V10, ce qui entraîne une augmentation du courant anodique de ce tube. En conséquence, la chute de tension aux bornes de R42 augmente, la grille de V11 devient plus négative et le courant anodique de ce tube diminue d'intensité. Mais cette diminution reste inférieure à l'augmentation de l'intensité du courant anodique de V10, donc la chute de tension aux bornes de R42 reste plus forte qu'elle n'était lorsque le curseur du potentiomètre R37 était dans sa position centrale. Etant donné qu'un courant anodique assez important passe dans V10 — alors qu'il est plus faible dans V11 — la tension sur la plaque de V10 diminue, tandis que celle de V11 augmente. En outre, la tension du signal présent sur la plaque de ce dernier tube varie autour d'un potentiel plus positif que

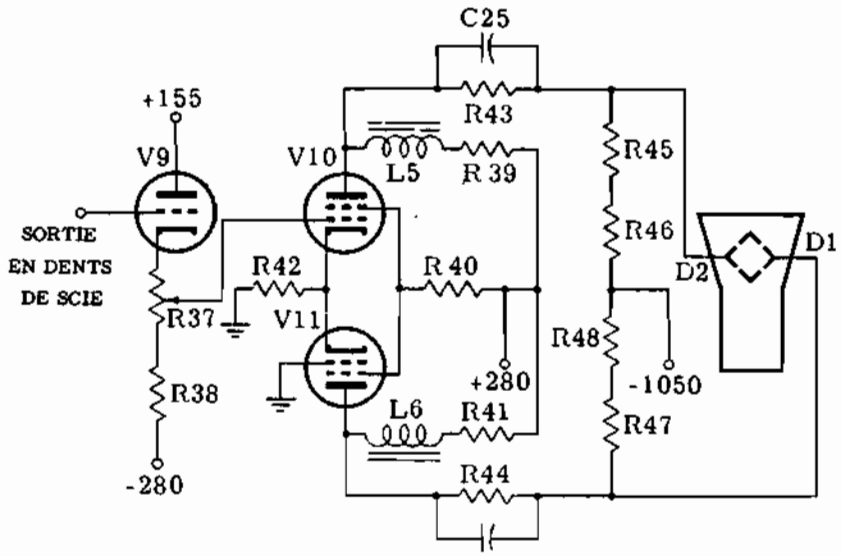


Fig. 16 - Dispostif de centrage de l'image disposé entre deux étages. La position du curseur de R37 commande la polarisation de V10 ce qui entraîne un déséquilibre des courants anodiques des deux tubes (V10 et V11). Les plaques de déviation sont donc portées à des potentiels différents et l'image se déplace.

celle du signal présent sur la plaque de V10. En conséquence, l'image se déplace vers la plaque de déviation D1.

Inversement, si l'on déplace le curseur du potentiomètre R37 vers l'extrémité négative, le contraire se produit et l'image se déplace vers la plaque D2.

Si la valeur ohmique du potentiomètre R37 est trop forte, la variation de la polarisation de la grille correspondant à un faible déplacement du curseur est trop importante, ce qui a pour effet d'altérer la forme d'onde du signal. La raison essentielle pour laquelle la valeur ohmique de R37 doit toujours être très inférieure à celle de R38 — celle-ci devant toujours être reliée à un potentiel fortement négatif — est que la variation de la tension continue, produite par le déplacement du curseur, doit rester dans des limites raisonnables pour ne pas réduire, d'une manière excessive, l'amplitude du signal recueilli aux bornes du cathode-follower.

La constante de temps des circuits C25-R43 et C26-R44 pourrait, comme nous l'avons vu plus haut, retarder l'action du potentiomètre de centrage. Toutefois ce défaut n'apparaît pas, dans ce montage, car la variation maximale de tension aux bornes de R43 et de R44 n'excède jamais 10% de la tension anodique. Ainsi, étant donné que les condensateurs ne sont pas soumis à des variations importantes de charge, le retard est insignifiant.

Le couplage direct des plaques de déviation pose le problème de leur maintient au potentiel de la masse pour le courant continu. La plaque D1 est déjà à ce potentiel à cause du diviseur de tension, constitué par R48, R47 et R41, branché entre le —1 050 V et le point +280 V. La plaque D2 est également au potentiel de la masse par le diviseur R46, R45 et R43 branche entre ces mêmes point. Ce système de centrage peut, naturellement, être appliqué tant aux plaques horizontales qu'aux plaques verticales.

LA BASE DE TEMPS

Dans les premiers modèles d'oscilloscopes à rayons cathodiques, les oscillations en dents de scie, nécessaires au balayage horizontal, étaient produites par un circuit constitué par une résistance, un condensateur et un tube au néon, alimenté par une source de courant continu. Par la suite, il fut remplacé par des montages plus perfectionnés employant une triode à gaz, « thyratron », aujourd'hui abandonnée en raison des inévitables limitations dans la fréquence des oscillations ainsi obtenues. Les bases de temps actuelles utilisent exclusivement des tubes à vide.

Parmi les montages modernes possibles d'oscillateurs pour base de temps d'oscilloscopes, figure en premier lieu le multivibrateur, que nous avons déjà étudié.

Regardons le schéma de principe (voir 92ème leçon, figure 8) d'un multivibrateur du type dit à couplage symétrique, ainsi appelé parce que les résistances de grille (R1) et les condensateurs de couplage (C1) ont des valeurs identiques pour les deux tubes. Comme nous le savons, l'un des deux tubes conduit, lorsque l'autre est bloqué, et les variations rapides de courant dans chacun d'eux déterminent, sur la grille de l'autre, des impulsions de tension qui inversent périodiquement cette situation.

La forme d'onde produite par ce montage est rectangulaire et l'on doit y apporter quelques modifications pour obtenir une tension de sortie en dents de scie. (intégrations du signal rectangulaire). Dans la plupart des applications pratiques, on utilise un montage du type « asymétrique ». Dans celui-ci, la constante de temps du circuit constitué par une résistance de grille et le condensateur de couplage correspondant, est différente de celle du deuxième circuit formé par l'autre résistance de grille et son condensateur de couplage. Cette différence fait que, par exemple, V2 reste bloqué plus longtemps que V1. Pendant que V2 est bloque (**figure 17**), le condensateur C2 se charge à travers R4+R5, ce qui donne naissance à la partie ascendante de la dent de scie. Lorsque V2 se débloque, le condensateur C2 se décharge rapidement dans le tube lui-même, et l'on obtient la partie descendante de la dent de scie. Les éléments sont calculés de telle sorte que le temps de conduction de V2 soit beaucoup plus court que le temps pendant lequel il reste bloqué. Le

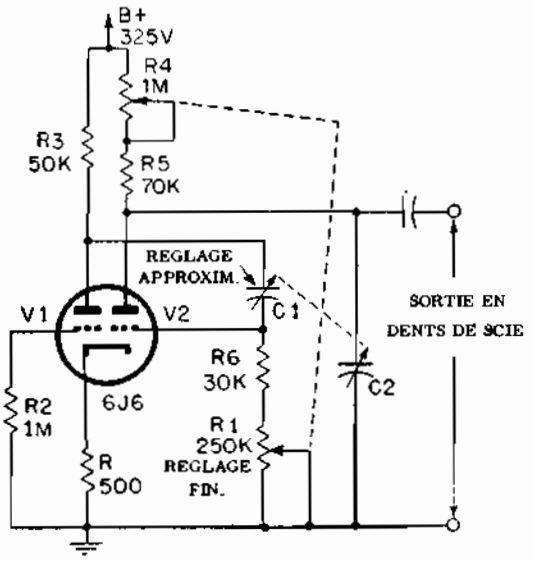


Fig. 17 - Oscillateur asymétrique pour la production de tensions en dents de scie. R1 et R4, C1 et C2 sont montés respectivement sur les mêmes axes.

Fig. 18 - Quand l'amplitude du signal de synchronisation est trop forte, on observe un dédoublement de l'image sur l'écran, comme en A ou en B.

courant cesse donc rapidement de passer dans V2, le condensateur C2 recommence à se charger, et le cycle se répète.

Il est à noter que le montage de la figure 17, comporte un couplage supplémentaire réalisé au moyen d'une résistance de cathode commune aux deux triodes. Le réglage de la fréquence des oscillations se fait par deux moyens différents: En changeant simultanément les valeurs de C1 et de C2 on obtient différentes gammes de fréquence, d'autant plus élevées que les capacités sont plus faibles. Dans chacune de ces gammes, on peut ajuster la fréquence, d'une manière continue, en faisant varier simultanément R1 et R4, montés sur le même axe. Les valeurs des composants sont choisies pour que l'amplitude reste constante quelle que soit la fréquence des oscillations.

Tout générateur de signaux en dents de scie pour oscilloscopes doit pouvoir fournir des tensions dont la fréquence soit continûment variable dans des limites déterminées. Nous venons de voir qu'il doit comporter un sélecteur de gammes et un « vernier » permettant d'obtenir toutes les fréquences intermédiaires à l'intérieur de ces gammes. Il devra être suivi, en général, d'un amplificateur (amplificateur horiontal) destiné à amplifier la dent de scie et à lui donner l'amplitude suffisante, réglable par une commande disposée sur le panneau avant, pour assurer le balayage total de l'écran.

Un autre dispositif particulièrement important, nécessaire dans tout oscilloscope, est celui permettant de « synchroniser » les impulsions en dents de scie fournies par la base de temps, avec le signal appliqué sur les plaques de déviation verticale. Ceci est indispensable pour obtenir, sur l'écran du tube, une image déterminée, parfaitement « stable », pouvant être examinée en détail. C'est le rôle du circuit de synchronisation que nous allons étudier maintenant.

LE CIRCUIT DE SYNCHRONISATION

La synchronisation des oscillations en dents de scie par le signal appliqué aux plaques de déviation verticale se fait en superposant aux oscillations une partie de cette tension. Comme nous l'avons vu plus haut lorsqu'on utilise, pour la production du balayage horizontal, un multivibrateur, on trouve sur chacune des trois électrodes (cathode, grille et plaque) des deux tubes, des tensions à la fréquence des oscillations et l'on peut donc, appliquer le signal de synchronisation sur n'importe laquelle de ces électrodes.

Toutefois, en principe, le signal de synchronisation est injecté à l'entrée de la première triode, c'est-à-dire directement sur la grille de V1 (voir figure 17). Ce signal est prélevé en un point convenable de l'amplificateur vertical, au moyen d'une capacité de valeur déterminée et est appliquée à une extrémité d'un potentiomètre, relié de l'autre côté à la masse. Le curseur de ce potentiomètre est connecté directement (ou par l'intermédiaire d'un condensateur) à la grille de V1. On peut, ainsi, faire varier l'amplitude du signal de synchronisation entre zéro et le maximum disponible.

Ce potentiomètre est disposé sur le panneau avant de l'oscilloscope, portée de la main de l'opérateur, qui doit pouvoir doser la tension de synchronisation en fonction de la fréquence et de l'amplitude des signaux. En pratique, on doit régler ce potentiomètre de manière que le signal de synchronisation transmis à l'oscillateur soit juste suffisant pour immobiliser l'image sur l'écran du tube cathodique; en effet, une tension de synchronisation excessive peut déformer la dent de scie, ce qui entraînerait une distorsion du signal soumis à l'examen. La **figure 18** montre le genre de distorsions produites par un signal de synchronisation de valeur trop grande.

Etant donné qu'un contacteur placé à l'entrée de l'amplificateur horizontal permet, sur la presque totalité des oscilloscopes, de mettre hors circuit l'oscillateur en dents de scie pour appliquer un signal provenant d'un générateur extérieur, on doit pouvoir, également, commuter le point d'application du signal de synchronisation. Pour cette raison, on dispose également d'une borne, sur le panneau avant, portant l'indication « synchronisation extérieure ».

Leçon n° 96

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 94 et 95

N. 1 —

Comment peut-on produire une trace linéaire horizontale ou verticale ?

N. 2 —

Comment peut-on produire une image courbe ou rectiligne, mais ne coïncidant pas avec un des axes orthogonaux ?

N. 3 —

Pour quelle raison doit-on éviter que le point lumineux reste longtemps stationaire sur un même point de l'écran ?

N. 4 —

Quelle est la fonction du revêtement de graphite déposé sur la paroi interne du tube à rayons cathodiques, depuis l'extrémité du « col », jusqu'à une certaine distance de l'écran ?

N. 5 —

Quelles sont les différentes parties d'un oscilloscope à rayons cathodiques ?

N. 6 —

Comment sont constitués les atténuateurs permettant de faire varier l'amplitude du signal appliqué à l'amplificateur vertical ?

N. 7 —

Pourquoi applique-t-on une tension en dents de scie aux plaques de déviation horizontale ?

N. 8 —

Quel est le rôle des inductances mises en série dans le circuit anodique des tubes amplificateurs d'un oscilloscope ?

N. 9 —

Quelle est la condition nécessaire pour qu'un oscilloscope puisse permettre l'examen de signaux dont la fréquence est voisine de zéro ?

N. 10 —

Quel doit être le rapport entre la fréquence du signal vertical et celle du signal horizontal pour voir quatre cycles complets sur l'écran ?

N. 11 —

Combien existe - t - il de montages pour le centrage (vertical ou horizontal) de l'image sur l'écran ?

N. 12 —

En général, combien de commandes pour la fréquence des tensions en dents de scie prévoit-on ?

N. 13 —

Comment peut-on faire varier, à volonté, le nombre de cycles du signal à examiner sur l'écran ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 739

N. 1 — On obtient un signal de forme rectangulaire. Ceci est dû au fait que chaque tube est, successivement, bloqué ou débloqué.

N. 2 — Les multivibrateurs bistables et monostables doivent être excités. Le multivibrateurs astables peuvent auto-osciller.

N. 3 — En appliquant sur la grille d'un des deux tubes des signaux sinusoïdaux ou des impulsions ayant une fréquence de répétition égale, ou multiple, de celle produite.

N. 4 — Sur la charge et la décharge d'un condensateur à travers une résistance on utilise la première partie de la courbe qui est sensiblement rectiligne.

N. 5 — Le signal de sortie a une tension instantanée proportionnelle à la vitesse de variation du signal d'entrée.

N. 6 — Le signal de sortie est proportionnel à l'énergie emmagasinée dans le circuit jusqu'à l'instant considéré.

N. 7 — C'est un oscillateur classique qui, à cause du couplage très serré entre les circuits d'anode, et de grille, est bloqué pendant une petite partie de la période de l'oscillation et débloqué pendant le reste du temps.

N. 8 — Dans le tube de Braun, l'émission des électrons se produisait sous l'effet de la très forte d.d.p. existant entre la cathode et l'anode, tandis que dans le tube de Johnson l'émission électronique se fait à partir d'une cathode portée à l'incandescence: la haute tension nécessaire est beaucoup moins élevée.

N. 9 — L'electron tend à prendre une direction parallèle aux lignes de force électrostatique et perpendiculaire aux lignes équipotentielles.

N. 10 — La force subie a une intensité constante, indépendante de la position de l'électron, car elle est la résultante de deux forces agissant dans le même sens.

N. 11 — Au moyen d'un champ électrique existant entre deux plaques, ou au moyen d'un champ d'induction magnétique.

N. 12 — Les champs électrostatiques présents entre les électrodes du canon à électrons et celui produit par les plaques de déviation.

N. 13 — En faisant varier la tension de polarisation du cylindre de Wehnelt. L'intensité du faisceau électronique, donc de la luminosité sur l'écran, devient plus faible lorsque la grille devient plus négative par rapport à la cathode.

N. 14 — En faisant varier la tension de l'anode de concentration par rapport à celle appliquée sur l'anode accélératrice.

N. 15 — Lorsque les substances luminescentes sont bombardées par un rayon électronique, elles produisent une émission de lumière (intensité proportionnelle à celle du rayon) au point d'impact des électrons.

N. 16 — A la nature et à la quantité d'impuretés contenues dans la substance déposée sur la surface interne du tube constituant l'écran.

N. 17 — La cathode (à chauffage direct ou indirect), le Wehnelt, l'anode de concentration et l'anode accélératrice.

N. 18 — Les deux paires de plaques de déviation, disposées perpendiculairement entre-elles le long de l'axe du tube.

N. 19 — C'est le temps pendant lequel la trace reste visible sur l'écran, après qu'ait cessé le bombardement électronique l'ayant produite.

TABLEAU 89 - CARACTERISTIQUES DES TUBES A RAYONS CATHODIQUES A DEVIATION ELECTROSTATIQUE DE FABRICATION AMERICAINE.

TYPE	Diam.	FILAMENT		A1	A2	A3	G1	SENSIBILITE mm/V		BROCH.
	mm	V	A	V	V	V	-V	D1-D2	D3-D4	fig.
1EP1-2-11	25,4	6,3	0,6	100/300	1.000	-	14/42	0,08/0,12	0,07/0,11	1
2AP1A	50,8	6,3	0,6	250	1.000	-	30/90	0,11	0,13	2
2BP1-11	50,8	6,3	0,6	300/560	2.000	-	135	0,95	0,14	3
3ACP1-7-11	76,2	6,3	0,6	545	2.000	4.000	45/75	0,12/0,13	0,15/0,16	4
3AP1A	76,2	2,5	2,1	430	1.500	-	25/75	0,22	0,23	5
3BP1-4-11	76,2	6,3	0,6	575	2.000	-	30/90	0,13	0,17	6
3BP1A	76,2	6,3	0,6	575	2.000	-	30/90	0,13	0,17	7
3FP7	76,2	6,3	0,6	575	2,000	4.000	30/90	0,10	0,14	8
3FP7A	76,2	6,3	0,6	575	2.000	4.000	30/90	0,10	0,14	4
3GP1-4-5-11	76,2	6,3	0,6	350	1.500	-	25/75	0,21	0,24	9
3GP1A-3GP4A	76,2	6,3	0,6	245/437	1.500	-	25/75	0,17/0,26	0,20/0,30	10
3JP1-2-4-7-11-12	76,2	6,3	0,6	400/690	2.000	4.000	30/90	0,11/0,15	0,95/0,20	4
3JP1A-7A-11A	76,2	6,3	0,6	400/690	2.000	4.000	45/75	0,13/0,17	0,18/0,24	4
3KP1-4-11	76,2	6,3	0,6	320/600	2.000	-	0/90	0,10/0,18	0,24/0,25	11
3RP1-4-3RP1A	76,2	6,3	0,6	330/620	2.000	-	135	0,13/0,17	0,18/0,24	3
3SP1-4-7	76,2	6,3	0,6	330/620	2.000	-	28/135	0,13/0,17	0,18/0,24	3
3UP1	76,2	6,3	0,6	320/620	2.000	-	126	0,08/0,10	0,08/0,11	12
3WP1-2-11	76,2	6,3	0,6	330/620	2.000	-	60/100	0,23/0,30	0,36/0,44	13
5ABP1-7-11	127,0	6,3	0,6	400/690	2.000	4.000	52/87	0,80/0,97	1,05/1,42	4
5ADP1-7-11	127,0	6,3	0,6	300/515	1.500	3.000	34/56	0,49/0,63	0,67/0,83	4
5AJP1	127,0	6,3	0,6	400/900	500	6.000	30/60	0,11	0,11	14
5AMP1	127,0	6,3	0,6	0/300	2.500	-	34/56	0,49/0,63	1,00/1,22	15
5AQP1	127,0	6,3	0,6	0/300	2.500	-	34/56	0,49/0,63	0,67/0,82	7
5ATP1-2-7-11	127,0	6,3	0,6	0/700	6.000	-	34/56	0,22/0,27	0,60/0,75	16
5BP1-1802-P1-2-4-5-11	127,0	6,3	0,6	425	2.000	-	20/60	0,30	0,33	9
5BP1A	127,0	6,3	0,6	450	2.000	-	20/60	0,30	0,33	10
5BP7A	127,0	6,3	0,6	375/570	2.000	-	20/60	0,26/0,35	0,28/0,40	10
5CP1-2-4-5-7-11	127,0	6,3	0,6	575	2.000	4.000	30/90	0,32	0,27	17
5CP1A	127,0	6,3	0,6	575	2.000	4.000	30/90	0,32	0,27	4
5CP1B-2B-7B-11B	127,0	6,3	0,6	400/690	2.000	4.000	45/75	0,25/0,30	0,29/0,35	4
5CP7A-11A-12	127,0	6,3	0,6	575	2.000	4.000	30/90	0,27	0,34	4
5GP1	127,0	6,3	0,6	425	2.000	-	24/56	0,70	0,35	9
5HP1-4	127,0	6,3	0,6	425	2.000	-	20/60	0,30	0,33	9
5HP1A	127,0	6,3	0,6	450	2.000	-	20/60	0,31	0,33	10
5JP1A-4A	127,0	6,3	0,6	333/630	2.000	4.000	45/105	0,22/0,33	0,22/0,33	18
5LP1A-4A	127,0	6,3	0,6	376/633	2.000	4.000	30/90	0,21/0,32	0,23/0,35	19
5MP1-4-5-11	127,0	2,5	2,1	375	1.500	-	15/45	0,38	0,42	20
5NP1-4	127,0	6,3	0,6	450	2.000	-	20/60	0,32	0,33	9
5RP1A-4A	127,0	6,3	0,6	362/605	2.000	20.000	30/90	0,12/0,18	0,14/0,20	21
5SP1-4	127,0	6,3	0,6	363/695	2.000	4.000	30/90	0,25/0,38	0,29/0,45	22
5UP1-7-11	127,0	6,3	0,6	340/360	2.000	-	90	0,36/0,48	0,51/0,58	3
5VP7	127,0	6,3	0,6	315/562	2.000	-	20/60	0,26/0,33	0,31/0,35	10
5XP1	127,0	6,3	0,6	362/695	2.000	20.000	30/90	0,12/0,19	0,37/0,55	21
5XP1A-2A-11A	127,0	6,3	0,6	362/695	2.000	12.000	45/75	0,16/0,19	0,50/0,64	21
5YP1	127,0	6,3	0,6	541/1040	2.000	6.000	45/135	0,15/0,22	0,55/0,62	23
7EP4	177,8	6,3	0,6	546/858	3.000	-	43/100	0,17/0,22	0,19/0,28	10
7JP1-P4-P7	177,8	6,3	0,6	1620/2400	6.000	-	72/178	0,10/0,14	0,13/0,18	24
7VP1	177,8	6,3	0,6	800/1200	3.000	-	84	0,24/0,29	0,31/0,36	24

TABLEAU 90 - CARACTERISTIQUES DES TUBES A RAYONS CATHODIQUES A DEVIATION ELECTROSTATIQUE DE FABRICATION EUROPEENNE

TYPE	Diam.	FILAMENT		A1	A2	A3	A4	G1	SENSIBILITE mm/V		BROCH.
	mm	V	A	V	V	V	V	-V	D1-D2	D3-D4	fig.
DB-DH 3-91	30,0	6,3	0,55	500	-	500	-	8/27	0,22	0,19	27
DB-DG-DP 7-1	44,0	6,3	0,31	200/300	800	-	-	0/50	0,25	0,16	28
DB-DG 7-1	71,0	4,0	1,00	150/350	800	-	-	0/30	0,22	0,14	29
DG 7-2	71,0	4,0	1,00	150/350	800	-	-	0/30	0,22	0,14	30
DB-DG-DR-DP 7-5	71,0	6,3	0,30	200/300	800	-	-	0/50	0,25	0,16	31
DB-DG-DR-DP 7-6	71,0	6,3	0,30	200/300	800	-	-	0/50	0,25	0,16	31
DG 7-31	71,0	6,3	0,30	500	0/120	500	-	50/100	0,35 / 0,43	0,24 / 0,30	32
DG 7-32	71,0	6,3	0,30	500	0/120	500	-	50/100	0,35 / 0,43	0,24 / 0,30	32
DB-DG 7-36	77,8	6,3	0,30	1.500	247/397	1.500	-	40/80	0,49 / 0,59	0,33 / 0,41	33
DB-DG 9-3	97,5	4,0	1,00	200/400	1.000	-	-	0/40	0,40	0,31	34
DB-DG 9-4	97,5	4,0	1,00	200/400	1.000	-	-	0/40	0,40	0,31	34
DB-DG 9-5	97,5	4,0	1,00	230/430	1.000	5.000	-	0/40	0,18	0,15	34
DB-DG-DR-DP 10-2	97,5	6,3	0,30	2.000	400/720	2.000	-	45/100	0,32 / 0,38	0,24 / 0,38	35
DB-DG-DR 10-3	97,5	4,0	0,56	1.000	200/340	1.000	-	18/46	0,65	0,55	36
DB-DG-DR 10-5	97,5	4,0	0,56	1.000	200/340	1.000	2.500	18/46	0,37	0,32	37
DB-DG-DR-DP 10-6	97,5	6,3	0,30	2.000	400/720	2.000	4.000	45/100	0,25 / 0,31	0,19 / 0,25	35
DG 10-74	96,5	6,3	0,30	2.000	400/720	2.000	4.000	45/100	0,25 / 0,31	0,19 / 0, 25	38
DH- 10-78	100,0	6,3	0,30	2.000	400/700	2.000	2.000	45 / 75	0,57 / 0,59	0,23 / 0,28	38
DB-DG-DR-DP 13-2	135,0	6,3	0,30	2.000	400/720	2.000	4.000	45 / 100	0,34 / 0,42	0,29 / 0,37	35
DG 13-32	133,0	6,3	0,60	2.000	340/640	2.000	-	0 / 90	0,41 / 0,55	0,33 / 0,45	39
DB-DG-DP 13-34	133,0	6,3	0,60	2.000	400/690	2.000	4.000	45/75	0,51 / 0,63	0,38 / 0,47	40

Les deux tableaux que nous publions donnent les principales caractéristiques d'utilisation des tubes cathodiques à déviation électrostatique d'usage courant; le Tableau 89 concerne les tubes de fabrication américaine et le Tableau 90, ceux de fabrication européenne.

Nous avons déjà indiqué la signification des sigles des tubes de fabrication américaine; en ce qui concerne ceux de fabrication européenne, la signification est donnée ci-dessous:

Première lettre: D = double déviation électrostatique, avec concentration électrostatique.

Second lettre: B = Fluorescence bleue, persistance courte; C = Fluorescence violette, très courte persistance; F = Fluorescence orange, très longue persistance; G = Fluorescence verte, persistance moyenne; L = Fluorescence orange, longue persistance; P = Ecran à deux couches, fluorescence bleue de courte persistance; suivie d'une fluorescence vert-jaune de très longue persistance; R = Fluorescence vert-jaune, longue persistance.

Premier groupe de chiffres: Diamètre de l'écran en mm pour les tubes à écran rond; diagonale en mm pour les tubes rectangulaires.

Second groupe de chiffres: Numéro de série.

Dans la première colonne sont indiqués les divers types de tubes: on remarquera que certains d'entre-eux sont groupés sur une même ligne, ceci est dû au fait qu'ils ont les mêmes caractéristiques de fonctionnement. Par exemple, dans la première colonne du Tableau 89 nous trouvons sur la première ligne « 1EP1 - 2 - 11 », cela signifie que les caractéristiques données dans les colonnes suivantes s'appliquent aux tubes 1EP1, 1EP2 et 1EP11.

Rappelons que le diamètre des tubes de fabrication américaine est donné (en pouces) par le premier chiffre (ou groupe de chiffres) du numéro de type. Toutefois, nous donnons, dans la deuxième colonne du Tableau 89, le diamètre correspondant en millimètre, obtenu simplement, en convertissant en millimètres le le nombre de pouces indiqué dans la désignation du tube, qui ne correspond pas toujours exactement au diamètre utile de l'écran.

Le Tableau 90, par contre, donne le diamètre en millimètres, correspondant aux dimensions maximales de l'écran.

Les chiffres accolés aux lettres A donne les positions respectives des anodes par rapport à la cathode. Ainsi, A1 représente la première anode, A2 la deuxième anode, ou anode accélératrice, et ainsi de suite.

Deux valeurs différentes sont indiquées pour la tension négative du cylindre de Wehnelt (G1): la première (qui est la plus faible des deux) est la tension de polarisation minimale et la seconde est la tension de cut-off pour laquelle on obtient l'extinction de la trace lumineuse sur l'écran.

D1-D2 et D3-D4 désignent les deux paires de plaques de déviation; la sensibilité, exprimée en mm/V (millimètres par volt), indique la déviation du point lumineux, en millimètres, que l'on obtient pour chaque volt appliqué entre une paire de plaques de déviation (déviation électrostatique).

La dernière colonne des tableaux indique le numéro de la figure de la page 766 à laquelle il faut se reporter pour repérer les broches de l'embase correspondant aux différentes électrodes du tube.

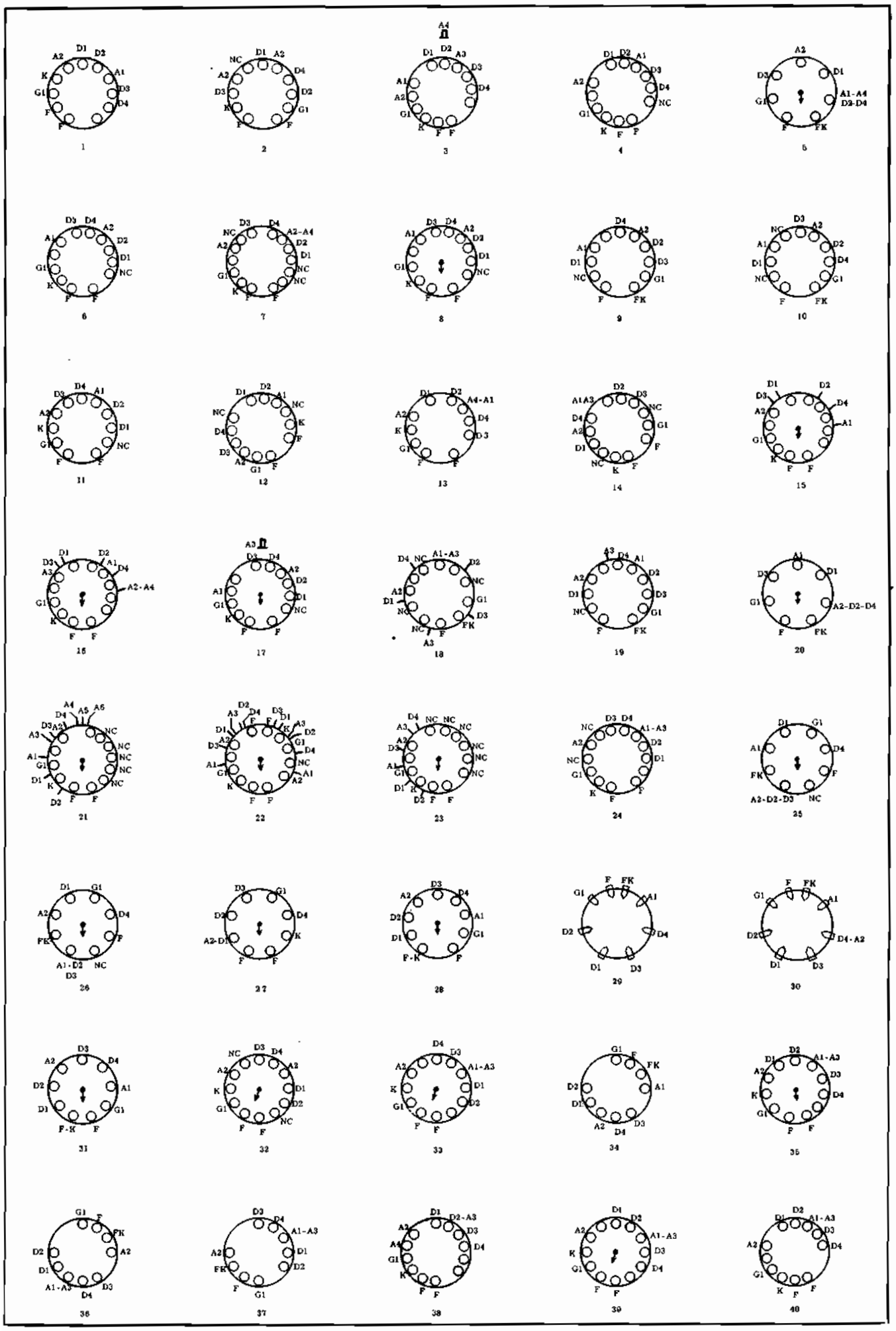

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40

TABLEAU 91 - CARACTERISTIQUES DES SUBSTANCES POUR ECRANS LUMINESCENTS

Ce tableau donne la liste des différentes substances et leur désignation (première colonne) telle qu'elle a été établie par la « Electronic Industries Association » (EIA). Dans la seconde et la troisième colonnes, on trouvera la couleur de la fluorescence et celle de la phosphorescence. Comme on peut le remarquer, certaines substances donnent deux couleurs différentes, selon que l'on considère la luminescence ou la phosphorescence (persistance de la trace). La durée de la persistance a été indiquée dans la quatrième colonne. Enfin, la dernière colonne donne les applications les plus courantes pour chaque type de substance, ce qui permet de choisir le tube convenant le mieux à l'utilisation prévue, en se référant à la simple désignation des types.

Substance	Couleur de la lumière		Persistance	Applications
	Fluorescence	Phosphorescence		
P-1	Vert-jaune	Vert-jaune	Moyenne	Oscilloscopes et radar
P-2	Vert-jaune	Vert-jaune	Moyenne	Oscilloscopes
P-3	Orange-jaune	Orange-jaune	Moyenne	
P-4	Blanche	Blanche	Moyenne à moyenne-courte	Télévision
P-5	Bleue	Bleue	Moyenne-courte	Photographie
P-6	Blanche	Blanche	Courte	N'est plus utilisé - était employé en Télévision
P-7	Blanche	Vert-jaune	Bleue, courte Jaune, longue	
P-8	N'est plus utilisé,	remplacé par P-7		
P-9	N'est plus utilisé			
P-10			Trace obscure, très longue	Pour l'observation, on utilise une source lumineuse extérieure; persistance de quelques secondes à quelques mois
P-11	Bleue	Bleue	Moyenne-courte	Photographie
P-12	Orange	Orange	Longue	Radar
P-13	Orange-rouge	Orange-rouge	Moyenne	
P-14	Bleue pourprée	Orange-jaune	Bleue, courte Jaune verdâtre, moyenne	Utilisations militaires dans lesquelles la vitesse de répétition de l'image doit être de 2" à 4" une fois que l'excitation a cessé.
P-14	Verte	Verte	Visible, courte Ultra-violette, très courte	Analyse d'images par spot mobile (Flying-spot).
P-16	Pourpre bleuâtre	Pourpre bleuâtre	Très courte	Flying-spot
P-17	De blanc-jaune à blanc-bleu	Jaune	Bleue, courte Jaune, longue	Utilisations militaires
P-18	Blanche	Blanche	Moyenne	Télévision à basse fréquence images
P-19	Orange	Orange	Longue	Radar
P-20	De vert à jaune-vert	De vert à jaune-vert	De moyenne à moyenne-courte	Images à grande visibilité
P-21	Orange rougeâtre	Orange rougeâtre	Moyenne	
P-22	Ecran tricolore		Moyenne	Télévision en couleurs
P-23	Blanche	Blanche	Moyenne	Interchangeable avec P-4
P-24	Verte	Verte	Courte	Flying-spot analyseur
P-25	Orange	Orange	Moyenne	Utilisations militaires dans laquelle la vitesse de répétition de l'image doit être de 10 à 2 min. après cessation de l'excitation
P-26	Orange	Orange	Trés longue	Radar
P-27	Orange rougeâtre	Orange rougeâtre	Moyenne	Contrôle Télévision
P-28	Jaune-vert	Jaune-vert	Longue	Radar
P-29	Ecran bicolore		Moyenne	Tube pour instruments à bord des avions

NOTES SUR LES CIRCUITS D'ALIMENTATION DES TUBES A RAYONS CATHODIQUES

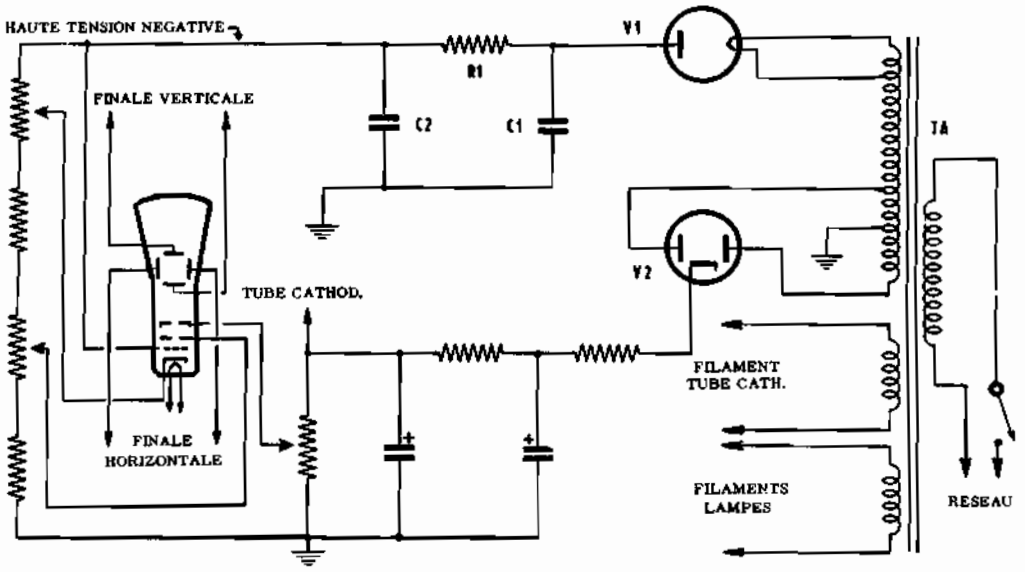


Schéma de principe d'une alimentation pour tube à rayons cathodiques et circuits auxiliaires. Le transformateur comporte trois secondaires, deux pour les filaments (du tube et des lampes) et un pour la tension anodique, la haute tension et le filament de la valve THT. La valeur de la très haute tension dépend du type de tube utilisé; dans les oscilloscopes d'usage courant, pourvus de un tube de 7 à 1 de diamètre, la haute tension négative est de l'ordre de —1 000 volts.

Les alimentations pour les appareils comportant un tube à rayons cathodiques, comme les oscilloscopes par exemple, doivent pouvoir fournir la haute tension nécessaire à l'anode accélératrice, ainsi que les autres tensions, moins élevées, pour les autres électrodes et les lampes des circuits auxiliaires. La très haute tension sera de l'ordre de 1 000 volts pour les tubes de petit diamètre, mais elle pourra atteindre 20 000 volts, pour les tubes de grandes dimensions, comme on peut le voir sur les Tableaux 84 et 85. L'intensité du courant absorbé est très faible de l'ordre du 1/10 milliampère.

Toutefois, comme les différentes tensions nécessaires au fonctionnement du tube cathodique sont prélevées le long d'un diviseur de tension (comme le montre la figure ci-dessus), il faut tenir compte, lors du calcul des circuits d'alimentation, du courant absorbé par ce diviseur, courant pouvant atteindre une intensité de 3 milliampères. Etant donné que l'intensité du courant redressé est très faible, la tension fournie par le redresseur sera sensiblement égale à 1,414 fois la tension alternative appliquée à la plaque de la valve. Par exemple, si le secondaire haute tension du transformateur donne une tension de 700 volts, la tension continue obtenue sera de 1 000 volts environ.

Comme on peut le voir sur le schéma de principe ci-dessus, la haute tension pour le tube à rayons cathodiques est prélevée sur la plaque de la redresseuse (côté négatif), tandis que le pôle positif est mis à la masse. Cette disposition spéciale, contraire à l'usage général, est adoptée pour les raisons que nous exposons ci-dessous.

Généralement, la tension appliquée sur les plaques de déviation est prélevé sur le même circuit d'alimentation qui fournit les tensions anodiques des autres tubes, ceci en raison du fait que, très souvent, on prévoit un couplage direct entre ces plaques de déviation et les anodes des tubes finaux des deux amplificateurs (horizontal et vertical); cette tension, positive par rapport à la masse, est de l'ordre de 250 à 300 volts. Pour obtenir une forte différence de potentiel entre les plaques de déviation et la cathode du tube cathodique, on applique une forte tension négative sur la cathode.

On voit, sur le schéma, que la forte tension négative, dont nous venons de parler, est prélevée sur la plaque de la valve redresseuse V1; après un filtrage convenable (R1, C1 et C2), elle est appliquée directement sur le Wehnelt du tube, puis à travers un potentiomètre, à la cathode. Une tension négative moins élevée et variable, également obtenue au moyen d'un potentiomètre faisant partie du diviseur de tension, est ensuite appliquée sur la première anode. Enfin, la deuxième anode reçoit une tension variable comprise entre 0 et la tension anodique positive maximale.

Les valves employées pour le redressement de ces tensions élevées sont généralement de types spéciaux; elles doivent pouvoir fournir de fortes tensions sous de faibles intensités. Les plus utilisées, dans les séries américaines, sont la 1V2, la 1AX2 et la 1X2.

Dans un tube à rayons cathodiques, le filament est généralement relié à la cathode; il se trouve donc porté à un potentiel élevé par rapport à la masse. Dans ces conditions, on doit prévoir un enroulement secondaire spécial pour le chauffage de ce filament qui ne peut pas être alimenté par l'enroulement de chauffage des autres tubes du montage.

Il convient d'ajouter que, grâce aux récents perfectionnements apportés à leur fabrication, on peut également employer des redresseurs à semiconducteurs (silicium) pour le redressement de la haute tension nécessaire à l'alimentation des tubes à rayons cathodiques. De cette façon, on élimine une source de chaleur — le filament — toujours nuisible dans un appareil de mesure et l'on supprime un enroulement secondaire (celui destiné au chauffage de la valve HT) du transformateur d'alimentation.

Leçon n° 97

UTILISATION DE L'OSCILLOSCOPE

En principe, tous les oscilloscopes du commerce sont basés sur le même principe de fonctionnement et comprennent donc les différentes parties déjà décrites dans la 97ème leçon. Pour faciliter au maximum l'utilisation de l'instrument, toutes les commandes sont, presque toujours, disposées symétriquement sur le panneau avant, dans un ordre logique, et cela, non seulement pour des raisons d'esthétique, mais pour que l'opérateur soit à même de faire les réglages commodément et d'une manière quasi intuitive.

La **figure 1** montre l'aspect typique d'un panneau de commande. Examinons, maintenant, dans l'ordre, tous les réglages du point de vue pratique, ce qui complètera la description faite précédemment. Parlons, tout d'abord, de l'interrupteur secteur, ou de mise en marche, dont l'emplacement peut, c'est évident, être différent selon les modèles. C'est ainsi, par exemple, qu'il peut être: soit séparé, soit couplé au potentiomètre de commande de l'intensité lumineuse de la trace. Dans tous les cas, on s'efforce toujours de placer cet interrupteur à une certaine distance des bornes d'entrée des deux amplificateurs, horizontal et vertical, afin d'éviter toute induction du courant du secteur, circulant dans les fils qui le relient à cet interrupteur, sur les circuits d'entrée des amplificateurs.

Toujours dans la partie supérieure du panneau, donc près de l'écran du tube à rayons cathodiques, sont disposées les commandes de « Luminosité », de « Concentration » et celles de « Centrage » vertical et horizontal.

Au dessous, vers le centre du panneau, on trouve généralement les commandes de la « base de temps » et celles de « synchronisation ». Les premières sont, nous le savons, au nombre de deux: un contacteur, qui permet de choisir la gamme de fréquence désirée des oscillations en dents de scie (par exemple, celle comprise entre 100 et 1 000 Hz) et un potentiomètre, voisin de ce contacteur, dont le réglage permet d'obtenir d'une façon continue toutes les fréquences situées à l'intérieur de la gamme choisie.

Dans cette même partie du panneau avant on trouve, également, le sélecteur horizontal, le réglage de l'amplitude des signaux de synchronisation, le sélecteur de signaux de synchronisation et la borne d'entrée du signal de synchronisation extérieure. Le sélecteur horizontal permet de brancher le générateur de tensions en dents de scie à l'entrée de l'amplificateur horizontal; dans cette position, les bornes d'entrée de l'amplificateur sont mises hors circuit. Inversement pour une autre position du sélecteur, le générateur est mis hors service et un signal provenant d'une source extérieure peut être appliqué à l'entrée de l'amplificateur horizontal.

Le sélecteur de synchronisation comporte, en général, trois positions: synchronisation interne, externe et sur secteur. Dans la synchronisation interne, une partie du signal du canal vertical est injecté sur une des grilles du générateur de signaux en dents de scie; de ce fait, la fréquence des oscillations produites par ce générateur est synchronisée sur celle du signal appliqué aux plaques de déviation verticale, ou sur un sous-multiple de cette fréquence. La tension du signal injecté sur la grille du générateur de dents de scie est réglée au moyen d'un potentiomètre. Dans la position « synchronisation externe », ce potentiomètre est relié à une borne spéciale destinée à recevoir les signaux de synchronisation provenant d'un générateur extérieur. Sur la position « synchronisation secteur », le potentiomètre est relié à l'un des secondaires du transformateur d'alimentation; dans ce cas, le générateur de balayage horizontal peut être synchronisé sur la fréquence du secteur (50 Hz), ou sur un sous-multiple de celle-ci.

Dans la partie inférieure du panneau avant, sont disposés les atténuateurs d'entrée des deux amplificateurs. Généralement celui de l'amplificateur vertical est à gauche et celui de l'amplificateur horizontal à droite. En dessus, ou au dessous d'eux, on trouve les potentiomètres de gain de ces amplificateurs (variation continue de l'amplification) et les bornes d'entrées verticale et horizontale. De cette façon, les commandes et les bornes d'entrée de chaque amplificateur sont groupées respectivement à droite et gauche du panneau, ce qui facilite les réglages.

Dans les oscilloscopes d'une classe supérieure, on trouve généralement d'autres dispositifs, en particulier: un inverseur CA-CC et un système de déclenchement commandé, soit mannuellement, soit par une impulsion extérieure, permettant d'obtenir un seul balayage dans le sens horizontal. Au cours de la description des diverses mesures pouvant être effectuées avec un oscilloscope, nous parlerons plus longuement de ces dispositifs et de leurs fonctions.

PREMIERES OPERATIONS

Les lecteurs qui ont déjà suivi nos précédents exposés relatifs à la construction d'un oscilloscope, sont familiarisés avec les différentes opérations relatives à la mise en service de l'appareil.

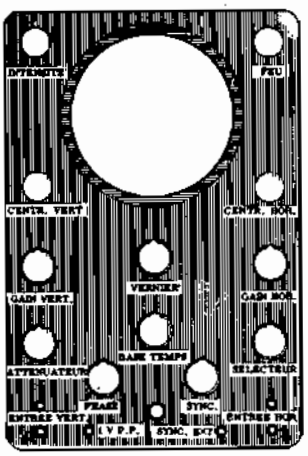


Fig. 1 - Panneau avant d'un oscilloscope.

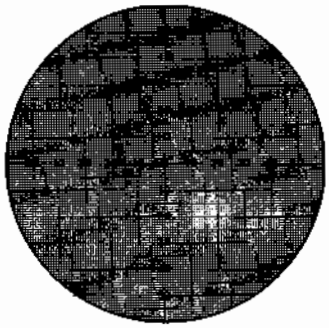


Fig. 2 - Masque transparent gradué à appliquer sur l'écran du tube cathodique.

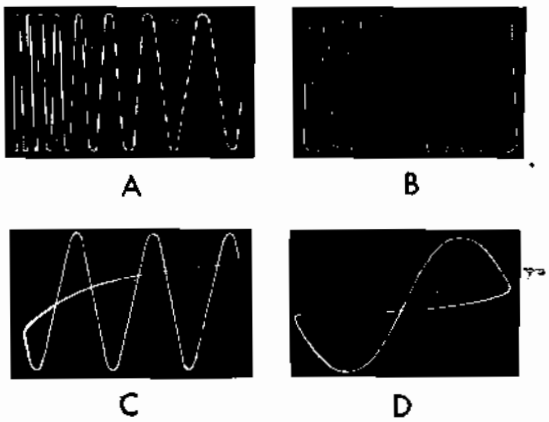


Fig. 3 - Réglage de la fréquence de balayage horizontal. (A) rapport élevé, (B) plus faible, (C) égal à 3 et (D) à 1.

Au moment de la mise sous tension, il est bon de réduire à zéro la luminosité et le gain des amplificateurs vertical et horizontal. Dès que l'on estime que les tubes ont atteint leur régime de fonctionnement normal, on tourne lentement le bouton de luminosité jusqu'à ce qu'un point lumineux apparaisse sur l'écran du tube. Parfois ce point n'apparait pas, parce que les commandes de centrage sont mal réglées; il faut alors agir simultanément sur ces deux boutons pour amener le spot au centre de l'écran. Dans certains oscilloscopes très perfectionnés, cette opération est facilitée par la présence de lampes témoins spéciales qui indiquent — quand le spot est en dehors de l'écran — s'il se trouve à droite, à gauche, en haut ou en bas.

En agissant, ensuite, en même temps sur les boutons de luminosité et de concentration, on fait en sorte que le point lumineux prenne des dimensions aussi réduites que possible. Ceci constitue le réglage dit de « concentration » du spot qui, dans certains appareils, est complété par l'ajustage, effectué une fois pour toutes, de la commande de correction « d'astigmatisme ». Celle-ci, qui peut être placée soit sur le panneau, soit à l'intérieur de l'appareil, a pour effet de corriger la forme du spot, plutôt que sa dimension. Elle doit être réglée en même temps que les deux précédentes, car ces trois réglages réagissent les uns sur les autres. Toutes les opérations décrites ci-dessus doivent être effectuées rapidement, afin que le point lumineux ne reste pas trop longtemps immobile sur l'écran. A ce sujet, il est bon de rappeler que la luminosité doit être maintenue à une valeur non excessive et que le réglage de concentration, tant qu'on n'a pas acquis la dextérité nécessaire, se fera de préférence dans une zone périphérique de l'écran. De cette façon, si une brulure locale de l'écran devait malheureusement se produire, elle n'intéresserait qu'une zone de l'écran éloignée du centre, en dehors de la partie où se font la plupart des mesures et des observations.

Avant de procéder à des mesures demandant une assez grande précision, il convient de laisser chauffer l'appareil pendant un temps suffisant pour lui permettre d'atteindre un certain équilibre thermique. Ainsi, les caractéristiques de l'appareil ne seront pas influencées par le phénomène de « dérive thermique », qui se manifeste d'une manière plus prononcée pendant les 10 à 15 premières minutes de fonctionnement. Les appareils de classe professionnelle comportent souvent un ventilateur de refroidissement des tubes et autres organes chauffants, qui maintient la température interne sensiblement égale à celle de l'extérieur.

Après avoir obtenu, la concentration parfaite du spot, il suffit de placer le sélecteur horizontal dans l'une des positions mettant en service la base de temps, de tourner le bouton de commande de gain horizontal, de mettre le sélecteur de synchronisation sur la position désirée (en général, lorsqu'on veut observer une forme d'onde, on place ce sélecteur sur la position « interne »), le point lumineux se transforme alors en une ligne horizontale qui, si la concentration et l'astigmatisme ont été correctement ajustés, doit être très fine et nette. Dans le cas contraire, il y a lieu de refaire ces réglages. Précisons que, lors de l'utilisation courante de l'oscilloscope, le réglage de concentration se fait sur la ligne de balayage et non sur le spot, comme indiqué plus haut. On évite, ainsi, de concentrer trop longtemps le faisceau électronique sur un point de l'écran, avec tous les inconvénients que cela présente. La luminosité de la trace ne devra pas être excessive, mais elle devra permettre, toutefois, une parfaite observation de l'image.

En remettant au zéro le potentiomètre de gain horizontal et en injectant une tension alternative quelconque à l'entrée de l'amplificateur vertical, on voit, après avoir convenablement réglé l'atténuateur et le potentiomètre de gain de l'amplificateur vertical, apparaître une trace verticale dont la hauteur est proportionnelle à l'amplitude de crête à crête du signal.

Naturellement, ces deux traces doivent être parfaitement verticale et horizontale. S'il n'en est pas ainsi et si ces deux droites, bien que perpendiculaires entre-elles, ne sont pas dans la position voulue, il faut les y ramener en faisant tourner le tube cathodique, comme il est indiqué dans la 98ème leçon. Toutefois, si l'inclinaison est très faible, on peut se con-

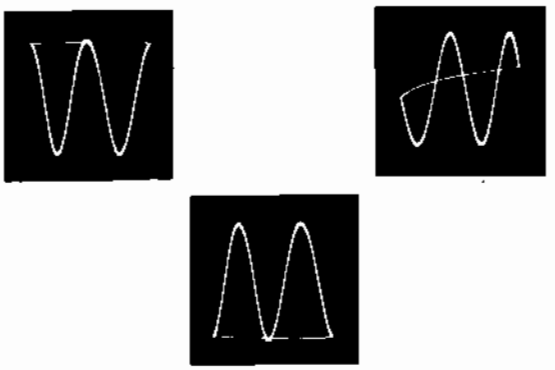


Fig. 4 - Déplacement de la phase de l'image obtenue sur l'écran fluorescent du tube à rayons cathodiques, en agissant lentement sur le vernier réglant la fréquence de la tension en dents de scie, après avoir stabilisé l'image au moyen d'un signal de synchronisation convenable.

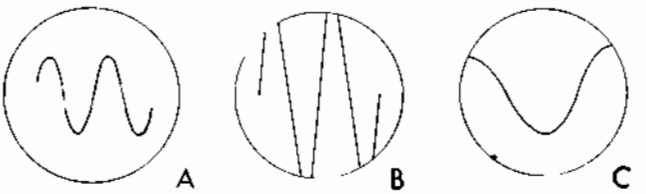


Fig. 5 - Variation de l'amplitude horizontale et verticale d'une image au moyen des commandes de gain correspondantes. En A, amplitude normale dans les deux sens; en B, amplitude verticale excessive et en C, amplitude horizontale excessive.

tenter de tourner légèrement le cache transparent placé devant l'écran du tube, pour faire en sorte que les deux lignes perpendiculaires graduées coïncident avec les traces.

La **figure 2** représente un type classique de cache transparent destiné à être placé devant l'écran d'un tube cathodique; il est généralement en matière plastique, de couleur verte, et porte des graduations horizontales et verticales en cm ou en mm.

Aprés avoir effectué les réglages indiqués ci-dessus, l'oscilloscope est prêt à être utilisé et nous pouvons commencer l'examen détaillé de toutes les mesures qu'il permet de faire.

On trouve, dans le commerce, des oscilloscopes de tous genres, du plus simple au plus perfectionné; pour les besoins de notre étude, nous utiliserons un instrument moyen, d'usage général, d'un type équivalent à celui que nos lecteurs ont eu la possibilité de construire en suivant les 98ème et 99ème leçons.

ANALYSE DES FORMES D'ONDE

Le moyen le plus commode pour observer la forme d'onde d'un signal appliqué à l'amplificateur vertical consiste à faire apparaître sur l'écran une image stable, composée de trois cycles complets de ce signal. Il serait donc théoriquement nécessaire de connaître, la fréquence de ce signal, de façon à obtenir un rapport fv/fh égal à 3. Pratiquement, on procède de la façon suivante: aprés avoir réglé le gain des amplificateurs horizontal et vertical pour obtenir sur l'écran une image de dimensions convenables, on place successivement dans toutes ses positions le sélecteur de gammes du générateur de tensions en dents de scie. Dans chacune de ces positions, on tourne de gauche à droite, dans la totalité de sa course, le potentiomètre de réglage fin de la fréquence.

Naturellement, il sera toujours possible de voir un nombre supérieur de cycles ou même une fraction seulement d'un cycle: cela dépend uniquement du rapport existant entre la fréquence du signal extérieur (appliqué sur les plaques de balayage vertical) et celle des tensions de balayage horizontal.

Pour résumer, supposons que nous voulions examiner la forme d'onde d'un signal basse fréquence de 10 000 Hz. Après avoir mis l'appareil sous tension et réglé les commandes de concentration, de luminosité et de centrage, on place le sélecteur de la base de temps dans la position 1 000 - 10 000 Hz, le sélecteur de synchronisation dans la position « synchronisation interne », et l'on élimine provisoirement son action en tournant à fond, vers la gauche, le potentiomètre commandant cette synchronisation.

Ceci étant fait, on injecte le signal à examiner aux bornes d'entrée de l'amplificateur vertical, en prenant soin de respecter le sens de branchement, cest-à-dire en reliant la masse de l'amplificateur à la borne « masse » de l'oscilloscope; on règle, ensuite, le gain de l'amplificateur vertical afin d'obtenir une image occupant environ les 2/3 de la hauteur de l'écran. Il suffit, alors, d'agir sur le potentiomètre de réglage fin de la fréquence de la base de temps pour obtenir sur l'écran le nombre des périodes des oscillations désiré. Si l'image ainsi formée n'est pas stable, ce qui est généralement le cas, il faut tourner lentement vers la droite le potentiomètre de synchronisation jusqu'à ce que l'on obtienne la stabilisation parfaite de l'image.

La **figure 3** illustre quatre stades du réglage du potentiomètre de fréquence de la base de temps. En **A**, le rapport entre les deux fréquences est trop grand et le nombre de périodes des oscillations ne peut être correctement apprécié; en **B**, ce rapport est de 12, cela signifie que pour chaque dent de scie horizontale, on a 12 périodes du signal à examiner. En **C**, le rapport est de 3, et en **D** il est de 1. En faisant varier légèrement la fréquence de la tension en dents de scie, en plus ou en moins, on provoque des déplacements relatifs des phases des deux signaux, comme le montre la **figure 4**. Après stabilisation parfaite de l'image, (**figure 5-A**), on peut augmenter sa hauteur (**B**) en agissant sur la commande de gain vertical, ou sa largeur (**C**), en agissant sur celle de gain horizontal.

Si l'on veut observer plus en détail une seule al-

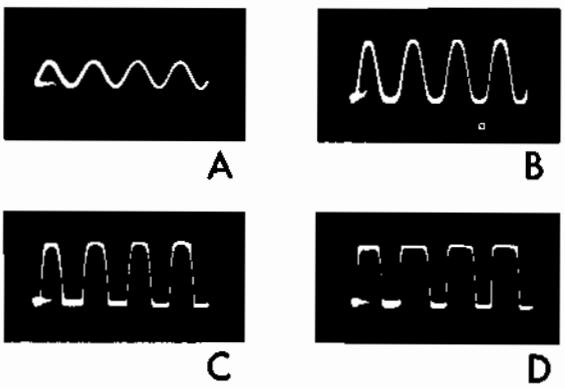


Fig. 6 - Exemples d'oscillogrammes: en A, onde sinusoïdale; en B, C et D formes caractéristiques de signaux affectés de distorsions.

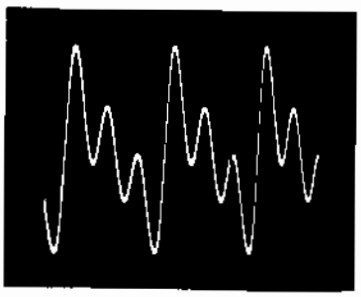


Fig. 7 - Exemple d'onde contenant un certain nombre d'harmoniques superposées à la fréquence fondamentale.

ternance du signal — l'alternance positive, par exemple — on pourra augmenter fortement l'amplitude verticale, jusqu'au double du diamètre de l'écran environ auquel cas les sommets des oscillations ne seront plus visibles. Puis, en agissant sur la commande de centrage vertical, on déplacera vers le bas toute la figure, ce qui aura pour effet de faire apparaitre l'alternance positive sur la totalité de l'écran.

Pour la commodité de l'exposé nous n'avons envisagé, jusqu'à présent, que des signaux d'entrée du type sinusoïdal; il faut bien préciser que tout ce que nous venons de dire s'applique également dans le cas de signaux non sinusoïdaux, c'est-à-dire de forme d'onde quelconque, généralement complexe. Dans tous les cas, les différents réglages à effectuer sont exactement les mêmes que ceux détaillés ci-dessus.

L'étude des distorsions fera l'objet d'une prochaine leçon, dans laquelle nous examinerons les différents types et leurs causes possibles; pour l'instant, il suffit de répéter qu'un signal affecté de distorsion a une forme qui s'éloigne d'autant plus de la forme sinusoïdale que le taux de distorsion est plus grand; la **figure 6** en donne quelques exemples typiques. La **figure 7** par contre, représente une onde complexe, déjà rencontrée au cours de notre étude (89ème leçon) elle est composée d'une fréquence fondamentale à laquelle sont superposées plusieurs fréquences harmoniques.

MESURE DES TENSIONS ET DES COURANTS

Tensions et courants alternatifs

Nous savons que l'oscilloscope à rayons cathodiques peut, après un étalonnage convenable, être employé pour mesurer des **tensions**. En effet, la connaissance de la sensibilité de déviation du tube, permet d'affirmer que le rayon est dévié, dans le sens vertical, par exemple, d'un certain nombre de millimètres lorsqu'une tension de 1 volt est appliquée aux plaques de déviation verticale. Pour éviter d'avoir, à chaque fois, à mesurer la longueur de la trace, on place devant l'écran le masque transparent portant des graduations horizontales et verticales (voir figure 2). Ces graduations peuvent, dans certains cas, être directement étalonnées en volts. Si l'atténuateur d'entrée et la commande de gain de l'amplificateur vertical sont également étalonnés, on peut connaitre le gain d'amplification de l'amplificateur vertical.

Dans ce cas, pour trouver la valeur exacte de la tension appliquée à l'entrée, il suffit de diviser la tension indiquée par la hauteur de la trace sur l'écran par le gain total de l'amplificateur vertical. Cette amplification, rappelons-le, dépend tant de la position de l'atténuateur d'entrée que de celle du potentiomètre de commande de gain de l'amplificateur.

Il convient, toutefois, de toujours garder présent à l'esprit qu'une telle mesure nous donne la valeur de la **tension de crête à crête** et non la valeur efficace. Quand le signal examiné est de forme sinusoïdale, il est facile de calculer la valeur efficace si l'on connait la tension de crête à crête. Pour cela, ainsi que nous l'avons déjà vu maintes fois, il suffit de diviser la tension de crête à crête par $2\sqrt{2}$, soit: 2,828.

En conséquence, si l'on applique entre les plaques de déviation verticale de l'oscilloscope une tension alternative de 100 volts efficaces, la tension indiquée sur l'écran par la distance entre les crêtes positive et négative (dans le sens vertical) est de $100 \times 2{,}828 = 282{,}8$, soit, pratiquement, 283 volts. Il est évident que la mesure des tensions, ainsi effectuée, sera d'autant plus précise que le diamètre du tube cathodique sera plus grand.

Dans le cas de tensions alternatives non sinusoïdales, les valeurs efficaces ne peuvent être parfaitement définies et l'on ne tient compte que des seules valeurs de crête. C'est, d'ailleurs, à l'occasion de telles mesures que l'oscilloscope se révèle comme étant un instrument particulièrement précieux. En effet, si nous mesurions ces tensions non sinusoïdales avec un voltmètre ordinaire, nous obtiendrions un résultat absolument inexact.

Certains oscilloscopes sont pourvus d'une entrée verticale directe; le signal à observer est alors appliqué directement sur les plaques de déviation verticale, par

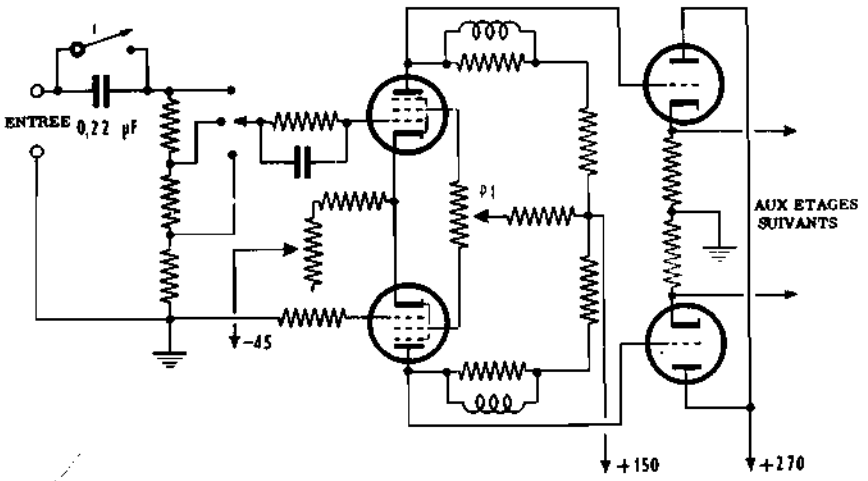


Fig. 8 - Premiers étages, à couplage direct, d'un amplificateur vertical pour oscilloscope. La courbe de réponse part de la fréquence zéro (courant continu).

l'intermédiaire de deux condensateurs de couplage. On utilise généralement cette entrée lorsque le signal à examiner est d'une amplitude suffisante ou, encore, de la bande passante de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope.

En ce qui concerne la mesure des **courants** alternatifs, au moyen de l'oscilloscope, nous avons déjà vu que l'on a simplement recours à la loi d'Ohm, selon laquelle: I = V : R.

Il suffit donc de faire passer le courant à mesurer dans une résistance de valeur connue; ce courant détermine une différence de potentiel (chute de tension) aux bornes de la résistance, qui peut être facilement mesurée selon la méthode exposée plus haut. Connaissant la chute de tension et la valeur de la résistance, la loi d'Ohm nous donne immédiatement l'intensité du courant.

Naturellement, la valeur de la résistance dans laquelle on fait passer le courant doit être très faible par rapport aux autres résistances présentes dans le circuit. Dans le cas contraire, le fonctionnement du circuit serait perturbé et la mesure de l'intensité ainsi effectuée serait inexacte. Pour être certain de faire une mesure correcte, il est préférable (lorsque cela est possible) de n'introduire aucune résistance additionnelle et de mesurer la différence de potentiel aux bornes d'une résistance faisant déjà partie du circuit; dans ce cas, aucune variation, même minime, de l'intensité n'est à redouter.

Tensions et courants continus

Nous avons dit, plus haut, que la qualité d'un oscilloscope dépendait principalement de la largeur de la bande passante de ses amplificateurs horizontal et vertical. Si la fréquence limite supérieure de cette bande de passante est très importante, car elle représente la fréquence maximale du signal qui peut être transmis par l'amplificateur sans distorsion et sans atténuation, la limite inférieure de cette bande est également très importante, tout au moins en ce qui concerne l'utilisation normale de l'oscilloscope en électronique. En effet, si cette bande s'étend jusqu'à 0 Hz, c'est-à-dire jusqu'au courant continu, l'instrument peut être utilisé également pour la mesure des tensions continues, puisqu'une tension de cette nature, appliquée aux bornes d'entrée de l'amplificateur, provoquera une déviation du spot proportionnelle à sa valeur. La mesure des tensions continues à l'aide de l'oscilloscope est particulièrement importante car, très souvent, on se trouve en présence de signaux comportant aussi bien une composante continue qu'une composante alternative. En appliquant un tel signal à l'entrée d'un amplificateur dont la bande passante s'étend jusqu'à la fréquence zéro (courant continu), la trace lumineuse sur l'écran est déviée de telle sorte qu'elle indique aussi bien la composante continue qu'une composante alternative. En port à la ligne de référence zéro) que la composante alternative (limites de la trace). Par exemple, dans le cas d'une tension continue obtenue par redressement d'une tension alternative, on peut ainsi mesurer facilement le pourcentage de tension alternative encore présente (ondulation).

Les oscilloscopes qui doivent également passer le courant continu, doivent avoir, naturellement, des amplificateurs de structure particulière. En effet, dans un amplificateur classique à couplage RC entre étages, la composante continue ne peut passer, elle est éliminée du fait de la présence de la capacité de liaison. Pour passer le courant continu, on doit utiliser des amplificateurs à couplage direct qui ont déjà été décrits précédemment dans ce cours. Avec ce montage, la grille de commande d'un étage, étant portée sensiblement au même potentiel que la plaque de l'étage précédent, il faut que les étages amplificateurs successifs soient alimentés sous des tensions croissantes — obtenues au moyen d'un diviseur de tension — relativement peu élevée pour le premier étage et allant en augmentant pour les étages suivants.

Nous ajouterons, enfin, que la plupart des oscilloscopes fonctionnant aussi bien en courant continu qu'en courant alternatif, sont équipés d'amplificateurs verticaux du type symétrique. La **figure 8** représente le schéma de principe des deux premiers étages d'un

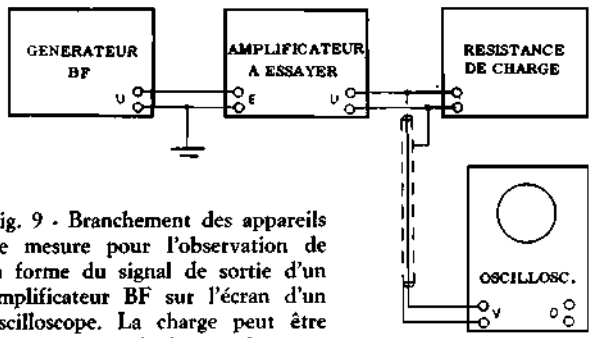


Fig. 9 - Branchement des appareils de mesure pour l'observation de la forme du signal de sortie d'un amplificateur BF sur l'écran d'un oscilloscope. La charge peut être constituée par le haut-parleur, ou par une résistance de valeur ohmique correspondante, pour que le transformateur de sortie fonctionne dans des conditions normales (dans ce dernier cas, la mesure est évidemment silencieuse).

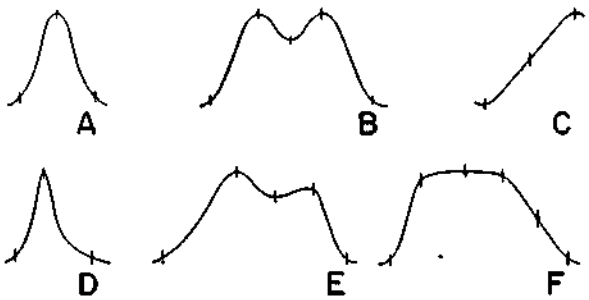


Fig. 10 - Différents types de courbes relevées lors des mesures effectuées sur les tranformateurs à fréquence intermédiaire. Pour les obtenir, il faut disposer, en plus de l'oscilloscope, d'un générateur dont la fréquence du signal qu'il délivre peut varier rapidement (wobulateur).

amplificateur vertical de ce genre. Comme on peut le voir ce sont 2 étages du type «symétrique» ou «push-pull».

Le signal à examiner est appliqué entre la grille de commande de la pentode supérieure et la masse, les deux pentodes étant couplées par les cathodes. Les grilles des tubes de l'étage suivant sont reliées directement aux plaques des pentodes (couplage direct pour passer le continu) et la sortie se fait par les cathodes. Avec un montage de ce genre, on arrive à compenser les variations éventuelles du courant cathodique d'un des tubes; en effet, ces variations sont compensées par les variations du courant cathodique de l'autre lampe qui est montée en opposition. Ces variations parasites du courant cathodique, qui sont ainsi annulées, ne seraient pas gênantes pour un fonctionnement en courant alternatif, mais elles fausseraient complètement les mesures des tensions continues. Le potentiomètre (P1) branché entre les grilles-écrans des tubes préamplificateurs permet — en contrôlant le débit anodique des deux tubes — d'équilibrer l'étage symétrique et, donc, de placer à la hauteur désirée, l'écran du tube cathodique, la ligne de référence correspondant à la tension zéro. On remarquera, également, l'interrupteur (I) branché en parallèle sur le condensateur de 0,22 μF à l'entrée de l'amplificateur; en fermant cet interrupteur, le condensateur de liaison se trouve court-circuité, ce qui permet le passage de la composante continue du signal. Si cet interrupteur est ouvert, le condensateur ne laisse passer que la composante alternative.

Avec un tel oscilloscope, conçu pour la mesure des tensions continues, il est évidemment possible de mesurer les intensités des courants continus. Pour cela, il suffira d'employer la même technique que nous avons décrite plus haut à propos des mesures des intensités alternatives (résistance additionnelle et application de la loi d'Ohm); en tenant compte des indications données dans le paragraphe précédent.

ALIGNEMENT DES CIRCUITS ACCORDES

Au cours de l'étude des circuits des récepteurs superhétérodynes, nous avons souligné l'importance d'un alignement correct des circuits accordés en général et, plus particulièrement, de ceux des transformateurs à fréquence intermédiaire.

Là encore, l'oscilloscope permet de réaliser une mise au point sûre, précise et beaucoup plus rapide. Pour relever la courbe de résonance des circuits accordés, les appareils de mesure doivent être branchés comme l'indique la **figure 9**.

Pratiquement pour effectuer une telle mesure, on applique à l'entrée de l'étage correspondant dont fait partie le circuit accordé, un signal d'amplitude constante et de fréquence variable. On peut faire varier manuellement la fréquence du signal injecté lorsqu'on ne dispose que d'un générateur HF modulé classique; mais ce moyen est peu pratique et il existe des générateurs HF spéciaux, modulés en fréquence, appelés « wobulateurs » qui fournissent un signal dont la fréquence varie périodiquement, d'une manière linéaire, dans une bande centrée sur la fréquence nominale d'accord.

Lors d'une telle mesure, le signal recueilli à la sortie de l'étage à aligner peut tracer sur l'écran de l'oscilloscope des courbes d'allures différentes, qui sont fonction des caractéristiques propres du circuit accordé; parmi toutes ces courbes, celles que l'on rencontre le plus souvent sont représentées sur la **figure 10**. Elles montrent, d'une part, la fréquence de résonance de chaque circuit accordé et, d'autre part, l'atténuation subie par le signal lorsqu'on s'éloigne, de part et d'autre, de la fréquence de résonance. Elles peuvent être reportées sur papier millimétré, en portant en abscisses les différentes fréquences et en ordonnées la tension correspondant au signal de sortie.

En pratique, si l'on ne dispose pas d'un « wobulateur » et si l'on fait varier manuellement la fréquence du signal, on pointe sur le graphique la tension de sortie correspondant à chaque fréquence du signal d'entrée; naturellement, la tension du signal injecté devra être maintenue rigoureusement constante dans toute la gamme utilisée. Ensuite, en reliant par un trait continu les points ainsi obtenus, on dessine la courbe de réponse totale du circuit.

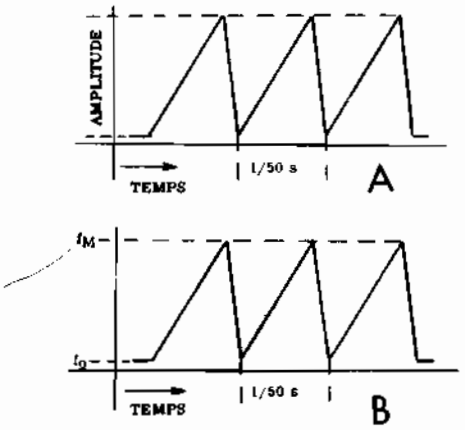


Fig. 11 - Forme bien connue d'un signal en dents de scie (A) et (B) variation de la fréquence de l'oscillateur en fonction du signal de la figure en A.

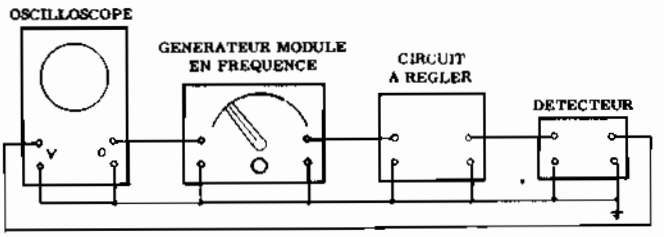


Fig. 12 - Branchement classique des appareils nécessaires pour obtenir sur l'écran la courbe de réponse des étages ou des transformateurs FI (courbes de la figure 10).

La forme de cette courbe dépend étroitement du facteur Q (facteur de surtension) du circuit accordé soumis à la mesure. C'est ainsi que la courbe **A** de la figure 10 est celle d'un circuit ayant un Q très élevé. Au fur et à mesure que le coefficient de surtension devient moins grand, les flancs de la courbe deviennent moins abrupts et la bande passante s'élargit. Le sommet de la courbe correspond à la valeur relative maximale du signal traversant le circuit accordé, et la fréquence correspondant à ce maximum est la fréquence de résonance du circuit. Tout ceci doit déjà être parfaitement connu de nos lecteurs, puisque nous avons étudié longuement, dans de précédentes leçons, les circuits accordés et leurs courbes de résonance. Si nous y revenons à nouveau, c'est qu'il est absolument indispensable que ces notions et celles qui suivent soient parfaitement assimilées pour utiliser au mieux les précieux renseignements fournis par l'oscilloscope lors de telles mesures.

Nous rappellerons encore que, pour accorder un circuit oscillant, on fait varier, soit la valeur de l'inductance (en agissant sur le noyau ferromagnétique dont elle est pourvue), soit sur celle du condensateur branché à ses bornes, et que ces deux opérations provoquent une variation de la fréquence de résonance du circuit, donc de la forme de la courbe de réponse. Une courbe étroite et pointue, comme celles des dessins **A** et **D** de la figure 10, montre que les signaux passant à travers le circuit, avec une atténuation minimale, occupent une bande de fréquence très étroite; par contre, une courbe du type de celle représentée en **F**, indique que la bande passante est beaucoup plus large.

Il peut arriver que, dans certains cas, la courbe de résonance comporte deux pointes, comme en **B** et **E**; ceci se produit lorsque le couplage entre le primaire et le secondaire d'un transformateur à fréquence intermédiaire est trop serré, ou bien lorsque les divers étages amplificateurs comportent des circuits accordés sur des fréquences différentes (circuits décalés).

La courbe **C** est celle, déjà rencontrée, d'un détecteur pour modulation de fréquence. Comme on le voit, elle présente une partie droite dans une bande de fréquence s'étendant sur plusieurs dizaines de kHz, de part et d'autre de la fréquence centrale.

De même, les caractéristiques de symétrie d'une courbe de résonance sont extrêmement importantes. Dans de nombreux cas, on désire que les deux flancs de la courbe soient symétriques, comme en **A** et **B**; parfois au contraire, il est préférable d'avoir une courbe du type **F** (en Télévision, par exemple).

Pour effectuer correctement le contrôle de l'alignement des circuits accordés d'un récepteur superhétérodyne, particulièrement en ce qui concerne les transformateurs à fréquence intermédiaire, il convient, généralement, de connaître la forme exacte de la courbe de réponse, telle qu'elle est indiquée par le constructeur du matériel utilisé. Dans le cas contraire, et en l'absence d'une telle indication, il faut analyser la courbe relevée et en déduire les caractéristiques des circuits en observant sa forme.

Voyons maintenant comment on peut, en utilisant un oscilloscope, simplifier considérablement les opérations nécessaires au relevé de la courbe de réponse d'un circuit accordé. Précisons, dès à présent, que si l'on ne dispose que d'un générateur modulé du type ordinaire, l'oscilloscope n'est pas indispensable pour ces mesures. Par contre, avec un « wobulateur », on peut obtenir sur l'écran de l'oscilloscope une représentation directe de la courbe de réponse du circuit examiné. Pour éclaircir ce point, examinons, sans entrer dans les détails, le fonctionnement d'un générateur modulé en fréquence et les caractéristiques du signal qu'il délivre.

Considérons un modulateur de fréquence par tube à réactance, d'un type déjà décrit dans notre 79ème leçon. Supposons que nous injections à l'entrée un signal en dents de scie, analogue à celui de la **figure 11-A**, dont la fréquence est de 50 Hz, par exemple. Aux bornes de l'impédance de charge du tube oscillateur, on recueillera — en conséquence — un signal d'amplitude constante, dont la fréquence varie en fonction du temps, suivant une courbe en dents de scie, comme le montre la figure 11-**B**. Notons immédiatement que les

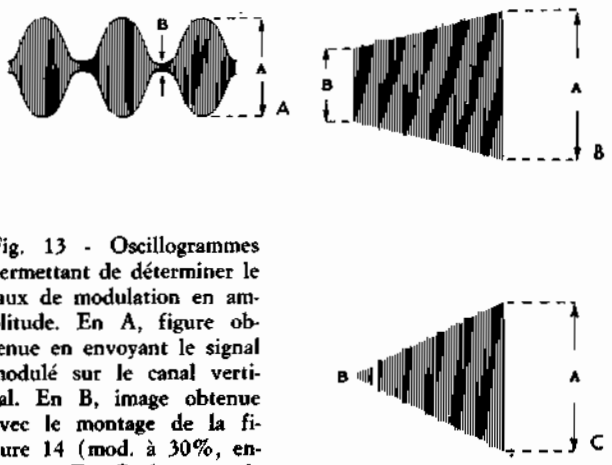


Fig. 13 - Oscillogrammes permettant de déterminer le taux de modulation en amplitude. En A, figure obtenue en envoyant le signal modulé sur le canal vertical. En B, image obtenue avec le montage de la figure 14 (mod. à 30%, environ). En C, le taux de modulation est de 100%.

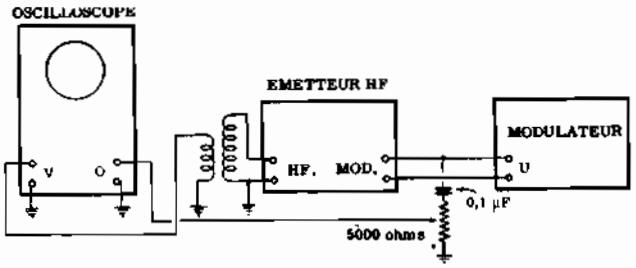


Fig. 14 - Branchement des appareils pour la mesure du taux de modulation suivant les fig. 13 B et C. Le signal de modulation est appliqué à l'émetteur ainsi qu'à l'amplificateur horizontal de l'oscilloscope.

figures 11-A et B, bien qu'ayant un aspect identique, se rapportent à deux phénomènes différents. En effet, en A, on a représenté une tension variant en dents de scie, c'est-à-dire linéairement en fonction du temps, tandis que la figure B représente la variation de la fréquence du signal délivré par l'oscillateur, sous l'influence de la tension de la figure 11-A, donc suivant la même loi. En d'autres termes, le wobulateur délivre un signal alternatif sinusoïdal dont la fréquence varie linéairement en 1/50 de seconde, d'une certaine valeur f_o à une valeur plus élevée f_M, comme le montre la figure. Lorsque la fréquence a atteint une valeur maximale f_M elle revient brusquement à la valeur f_o.

Les deux signaux dont nous venons de parler (tension en dents de scie et tension HF modulée en fréquence) sont disponibles sur deux sorties distinctes du générateur modulé en fréquence. Pour faire apparaître la courbe de réponse du circuit accordé sur l'écran de l'oscilloscope, il faut injecter la tension en dents de scie aux bornes d'entrée horizontale de l'appareil, et le signal modulé en fréquence aux bornes du circuit (ou de l'étage amplificateur) dont on veut connaître la courbe de réponse, comme le montre le schéma synoptique de la **figure 12**. Le signal recueilli à la sortie du circuit (ou de l'amplificateur) est détecté et injecté à l'entrée verticale de l'oscilloscope.

L'oscilloscope étant ainsi branché, on voit que le spot lumineux se déplacera dans le sens horizontal, en synchronisme avec le signal en dents de scie déterminant la modulation de fréquence du générateur; il est donc possible d'étalonner en fréquence l'axe horizontal de l'écran. Naturellement, si la partie ascendante du signal en dents de scie est parfaitement linéaire, cet étalonnage sera également linéaire et nous aurons la fréquence f_o près du bord gauche de l'écran et la fréquence f_M du côté droit.

Dans le même temps, pour chaque position du point lumineux sur l'axe horizontal, c'est-à-dire pour chaque fréquence contenue dans l'intervalle f_o-f_M, une tension proportionnelle à l'amplitude du signal recueilli à la sortie du circuit oscillant, est appliquée à l'entrée de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope, ce qui produit une déviation du spot dans le sens vertical.

Sous l'effet combiné de ces deux tensions, le spot lumineux décrit, en 1/50 de seconde, toute la courbe de réponse du circuit dans une bande comprise entre f_o et f_M. Etant donné que la fréquence de balayage (50 Hz) produit une succession rapide des images sur l'écran fluorescent, la persistance rétinienne de l'oeil humain fait que la courbe obtenue semble parfaitement immobile. C'est ainsi que, pendant l'alignement, on peut voir immédiatement les modifications apportées aux caractéristiques du circuit par le réglage du noyau, ou du condensateur ajustable branché en parallèle sur la bobine. On voit ainsi distinctement, aussi bien les variations de la fréquence de résonance (déplacement dans le sens horizontal du sommet de la courbe), que celles du facteur de surtension Q (courbe plus ou moins pointue), ou la symétrie plus ou moins parfaite des flancs de la courbe. Cette méthode permet de réaliser un alignement correct de nombreux circuits, avec facilité et dans un minimum de temps.

MESURES SUR LES AMPLIFICATEURS BASSE FREQUENCE

L'oscilloscope est un instrument indispensable à la mise au point des amplificateurs basse fréquence. Il permet le relevé de la courbe de réponse, la mise en évidence des distorsions éventuelles introduites par les étages successifs.

Ce sujet, très vaste et particulièrement important, fera l'objet d'une étude spéciale, dans une prochaine leçon consacrée à l'amplification basse fréquence.

MESURE DE TAUX DE MODULATION

Le taux de modulation d'un signal modulé en amplitude peut se mesurer de deux façons différentes sur un oscilloscope. La **figure 13** montre ce que l'on voit sur l'écran du tube dans les deux cas.

En **A**, l'oscillogramme est obtenu en appliquant sur les plaques de déviation verticale du tube cathodique la haute fréquence modulée à examiner (modulation

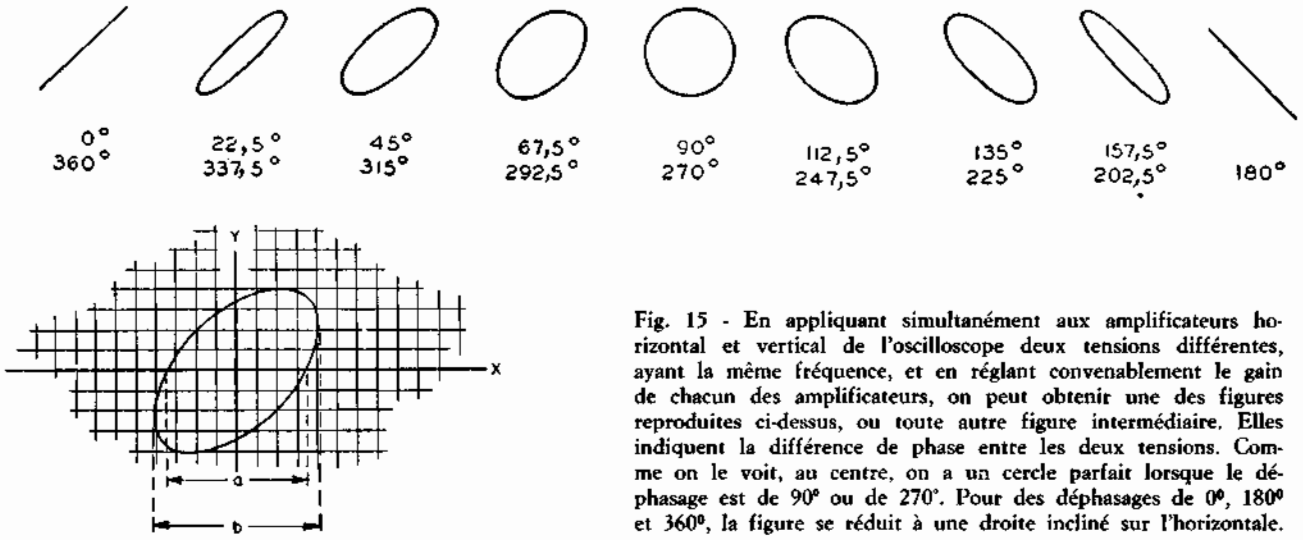


Fig. 15 - En appliquant simultanément aux amplificateurs horizontal et vertical de l'oscilloscope deux tensions différentes, ayant la même fréquence, et en réglant convenablement le gain de chacun des amplificateurs, on peut obtenir une des figures reproduites ci-dessus, ou toute autre figure intermédiaire. Elles indiquent la différence de phase entre les deux tensions. Comme on le voit, au centre, on a un cercle parfait lorsque le déphasage est de 90° ou de 270°. Pour des déphasages de 0°, 180° et 360°, la figure se réduit à une droite incliné sur l'horizontale.

par un signal de fréquence constante, 400 ou 800 Hz, par exemple) et en réglant la fréquence de balayage (axe des temps) de manière qu'elle soit un sous-multiple de la fréquence de modulation. Le taux de modulation est donné par la formule:

$$\text{Taux de modulation} = \frac{A - B}{A + B} \times 100$$

dans laquelle A est l'amplitude instantanée maximale et B l'amplitude instantanée minimale de l'onde modulée.

Le section **B**, de la figure, montre ce que l'on obtient en appliquant la haute fréquence modulée sur les plaques de déviation verticale et le signal de modulation (prélévé au moyen d'un condensateur et d'un potentiomètre aux bornes de sortie du modulateur) sur les plaques de déviation horizontale (**figure 14**). Dans ce cas, la base de temps de l'oscilloscope est mise hors service.

Cette fois encore, le taux de modulation est calculé en appliquant la formule ci-dessus, l'amplitude instantanée maximale A étant le grand côté. Il est évident lorsque la figure prend la forme d'un triangle (**C**), le terme B devient nul et le taux de modulation atteint 100%.

MESURES DES PHASES

Supposons que nous voulions comparer les phases respectives de deux signaux sinusoïdaux de même fréquence et d'égale amplitude. Il faut appliquer l'un de ces signaux à l'entrée de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope et l'autre à l'entrée de l'amplificateur horizontal. Naturellement, étant donné que chaque étage d'amplification, à l'exception d'un étage amplificateur à sortie sur la cathode (cathode follower), provoque un déphasage de 180°, il faut tenir compte du nombre d'étages amplificateurs dans chacun des deux canaux (vertical et horizontal) de l'oscilloscope, afin d'évaluer correctement le déphasage réel existant entre les deux signaux que lon veut comparer.

Comme on peut le voir sur la **figure 15**, un déphasage de 90° produit une image parfaitement circulaire sur l'écran du tube. La somme de ces deux tensions dessine une trace qui, partant de la partie supérieure de l'écran et tournant dans le sens des aiguilles d'une montre, décrit une circonférence complète.

De même, un déphasage de 270° donne également un cercle, avec cette seule différence que le mouvement du point lumineux se fait dans le sens inverse de celui des aiguilles d'une montre. Généralement, ces deux images ainsi formées ne peuvent être différenciées l'une de l'autre, car le déplacement du spot est si rapide que l'image semble fixe. Il en résulte, dans le cas d'une telle image, que l'on peut seulement affirmer que les deux signaux sont déphasés de 90° ou de 270°.

La figure 15 représente donc les images obtenues sur l'écran d'un oscilloscope cathodique lorsqu'on lui applique deux signaux sinusoïdaux de même amplitude et de fréquence égale, mais déphasés entre-eux de 0° à 360°; on a dessiné diverses positions intermédiaires correspondant à des différences de phases successives de 22,5°. Comme on peut le voir, des signaux sinusoïdaux de même nature donnent, sur l'écran, l'image d'un segment de droite rectiligne, lorsque les déphasages sont de 0°, 180° ou 360°. Un cercle parfait est obtenu pour un déphasage de 90° et 180°, entre 180° et 270° et, enfin, entre 270° et 360°, la figure obtenue est une ellipse dont la forme varie continuellement comme le montre les dessins.

Il est également possible de mesurer les déphasages se produisant entre des signaux non sinusoïdaux. Naturellement, il faut que dans chaque cas les signaux aient la même fréquence: les figures ainsi obtenues ne sont plus les mêmes que dans le cas d'un oscilloscope, donnent pour résultat une ligne inclinée, ou bien un rectangle incliné, ou un carré, pour des différences de phase respectives de 0°, entre 0° et 90° ou de 90°. Les mêmes images se forment en ordre inverse pour des différences de phase comprises entre 90° et 180°, puis l'ordre primitif se reproduit à nouveau entre 180° et 360°.

Leçon n° 98

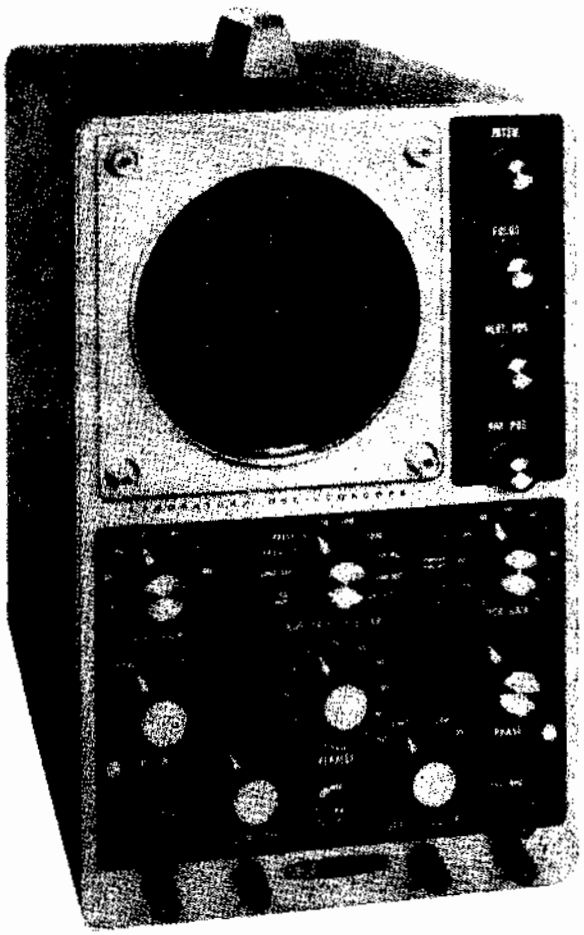
CONSTRUCTION D'UN OSCILLOSCOPE DE 5 POUCES (cm 12,7)

1ère PARTIE

Le modèle Heathkit 10 - 12 est un oscilloscope à large bande à usage général, étudié pour satisfaire aux besoins aussi bien du dépanneur que de l'amateur de radio ou du bricoleur. Des années de perfectionnements sur les modèles précédents ont permis la réalisation de cet appareil au fonctionnement absolument sûr.

L'emploi de deux positions précalibrées dans le balayage horizontal facilite une commutation instantanée des deux fréquences souvent utilisées. Ceci est particulièrement pratique pour le dépannage des circuits de balayage horizontal et vertical des récepteurs de télévision.

Pour une meilleure compréhension des circuits, référez-vous au schéma détaillé qui se trouve à la page 780, ainsi qu'au schéma de principe publié à la page suivante.



Amplificateur vertical

Sensibilité	10 mV eff/cm à 1 kHz
Bande passante	± 1 dB de 8 Hz à 2,5 MHz +1,5 à —5 dB de 3 Hz à 5 MHz Réponse à 3,58 MHz: —2,2 dB
Temps de montée	0,08 µs ou moins
Suroscillation	10% ou moins
Impédance d'entrée	en position X1: 2,9 MΩ shuntés par 21 µF. (Impédance à 1 kHz: 2,7 MΩ en position X10 et X100: 3,4 MΩ shuntés par 12 µµF .(Impédance à 1 kHz: 3,3 MΩ).
Atténuateur	3 réglages compensés, pour annuler les déformations de la trace
Caractéristique d'entrée	A faible capacité sur les bornes de raccordement, capacité de protection de 600 volts de service
Cadrage vertical	A courant continu, sans constante de temps permettant une très grande variation de déplacement vertical

Amplificateur horizontal

Sensibilité	120 mV eff/cm à 1 kHz
Bande passante	±1 dB de 1 Hz à 200 kHz ±3 dB de 1 Hz à 400 kHz
Impédance d'entrée	30 MΩ shuntés par 31 µµF (Impédance à 1 kHz: 4,9 MΩ)
Atténuateur	A basse impédance inséré dans la sortie à charge cathodique
Sélecteur	Permet de connecter l'entrée à un signal extérieur par l'intermédiaire des bornes de raccordement, au balayage secteur avec phase réglable, d'utiliser des fréquences préréglées ou la base de temps incorporée.
Cadrage horizontal	A courant continu, sans constante de temps permettant une très grande variation de déplacement horizontal, même au maximum de gain.

Balayage

Base de temps	A relaxation par tube à vide système breveté Heath
Gammes	10 Hz à 500 kHz en 5 positions se recouvrant: 10 à 100 Hz, 100 à 1.000 Hz, 1 à 1 kHz, 10 à 100 kHz, 100 à 500 kHz

Commutateur de fréquences préréglables . . . . . 1, 10 et 100 Hz et 2, 1 000 et 10 000 Hz. Peut être rapidement adapté pour une fréquence entre 10 Hz et 500 kHz

Synchronisation . . . . . Positive ou négative par étage Amplificateur - Limiteur à charge cathodique assurant un verrouillage très sûr et une excellente linéarité.

Informations générales

Suppression du retour de trace . . . . . Inférieur à 30% du balayage. Amplificateur d'effacement incorporé.

Contrôle de phase . . . . . Permet de faire varier la phase de balayage secteur de 0 à plus de 135°

Tension de calibrage . . . Source de référence de 1 V, crête à crête, incorporée. L'utilisation combinée du graticule et de l'atténuateur d'entrée permet de mesurer des tensions dans un rapport de 10 000 à 1

Modulation du spot . . . . Accessible à l'arrière de l'appareil, sous un panneau amovible. Un condensateur à fort isolement et une tension de 8 à 20 V eff. sont nécessaires pour obtenir la suppression totale du retour de trace.

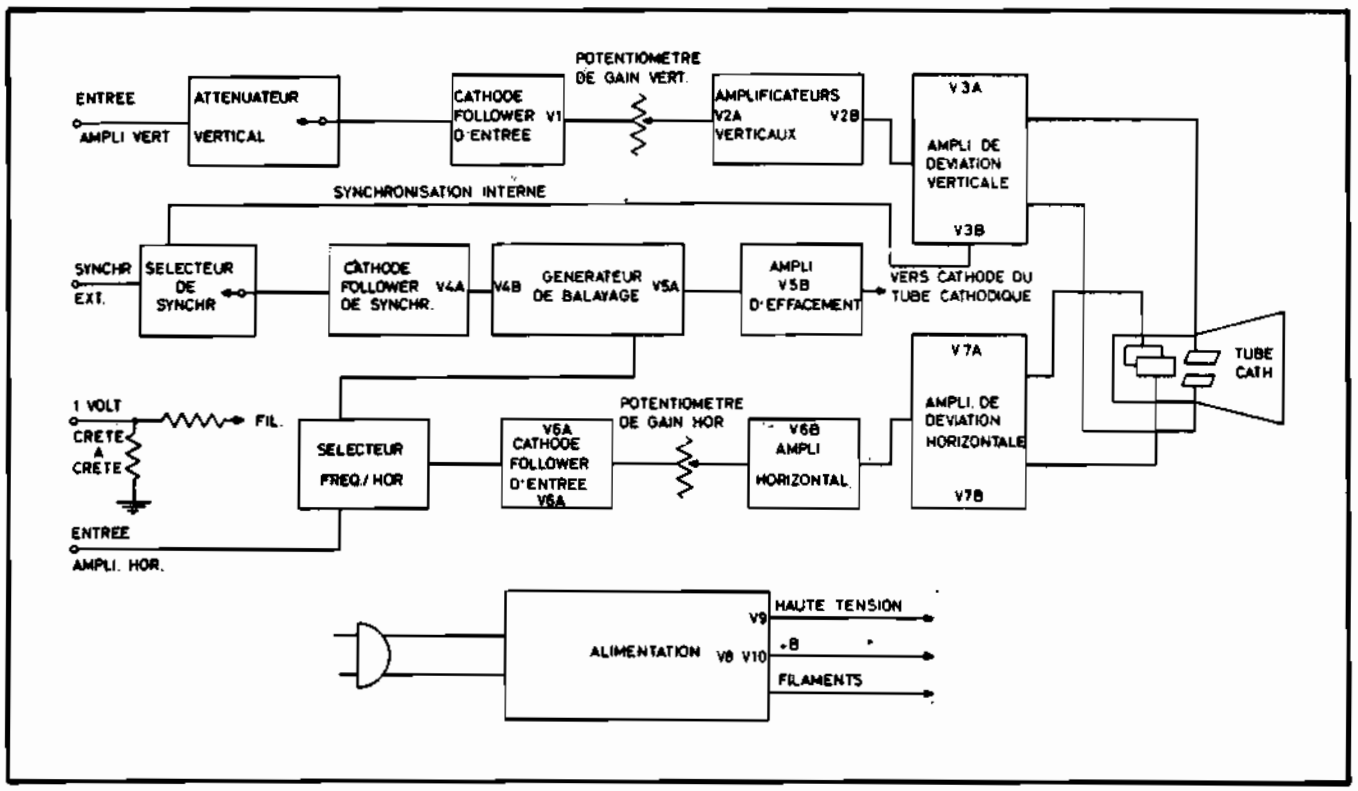
Tube cathodique . . . . . 5UP1 de 12,7 cm, écran vert à persistance moyenne.

Tensions anodiques . . . . THT par transformateur et redresseur délivrant 1 200 V aux bornes d'un filtre RC. HT par transformateur et redresseur, régulée électroniquement pour tous les amplificateurs critiques, le générateur de balayage et les tensions de cadrage.

Alimentation . . . . . 110/220 V 50/60 Hz Alt, 80 W. Fusible de protection de 1 A

Dimensions . . . . . Largeur 22 cm, hauteur 36 cm, profondeur 41 cm

Poids net . . . . . 9,2 kg. Poids brut 9,5 kg.



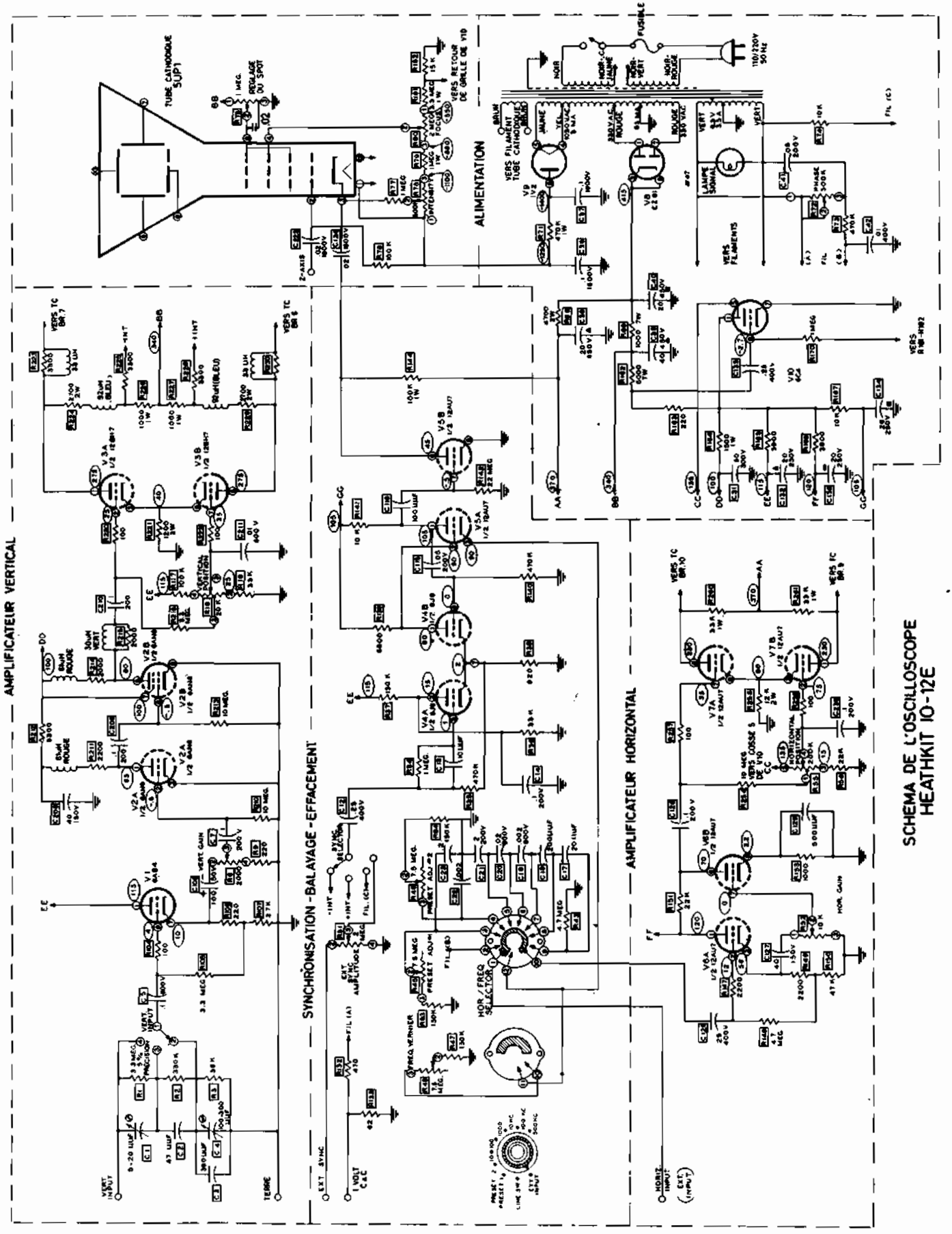
DESCRIPTION DU CIRCUIT

Amplificateur vertical

Un signal appliqué aux bornes « VERT. INPUT » est transmis à travers l'atténuateur vertical à fréquence compensée au tube V1. De l'entrée de V1 (« cathode follower ») le signal est transmis par l'intermédiaire de la résistance R8 GAIN VERTICAL aux tubes amplificateurs V 2A et V 2B.

A partir de V 2B, le signal est appliqué, par la bobine de charge montée en série, à l'amplificateur push-pull de déflexion verticale. Le positionnement de la trace sur l'oscilloscope est réalisé par le réglage de la commande R18 (VERT. POS.), qui ajuste les tensions relatives de courant continu de grille entre les 2 parties de l'amplificateur push-pull. La dérivation fixe de la commande R 18 fournit la tension de référence pour le tube V 3A.

L'étage de sortie push-pull V 3A et V 3B commande les plaques verticales du tube cathodique pour assurer une déflexion équilibrée du faisceau électronique. (Un couplage à cathode commune applique le signal de V 3A à V 3B). Une faible partie du signal est pré-



R et C numérotés de 100 à 199 sur le Grand Circuit imprimé.
R et C numérotés de 200 à 242 sur le Petit Circuit Imprimé.
Les autres R et C sont numérotés de 1 à 99
Le sélecteur HOR/FREQ est vu de l'avant et dans la position indiquée par l'index du bouton.

Toutes les résistances sont de 1/2W, sauf indication différente. Leurs valeurs sont indiquées en OHMS, 1K=1000Ω, 1Meg=1.000.000 Ω. Les valeurs de tous les condensateurs sont indiquées en µF, sauf indication différente.
Les tensions indiquées ont été relevées entre le point de référence et le chassis exceptées les tensions alternatives sur les enroulements du transformateur. Lectures relevées à l'aide d'un voltmètre électronique de 11MΩ d'impédance d'entrée.

levée des circuits plaque de l'étage push-pull et appliquée au commutateur SYNC. SELECTOR pour faciliter le balayage positif ou négatif interne de synchronisation.

Générateur de balayage

Le commutateur « SYNC. SELECTOR » est utilisé pour choisir le signal de synchronisation de balayage désiré. Ce signal est appliqué au générateur de balayage au moyen de la résistance commune de cathode. R38 des tubes V 4A et V 4B. V 4A est la cathode suiveuse synchronisée. V 4B et V 5A multivibrateur de balayage. Avec ses circuits associés produisent la forme d'onde de balayage horizontal. Le condensateur de réglage de balayage qui est placé dans le système de commande du circuit de cathode du tube V 5A détermine grossièrement la frequence de balayage horizontal en se déchargeant dans R47 et la commande FREQ. VERNIER R 48.

L'ajustement précis de la fréquence de cette onde en dents de scie est obtenu par variation de la commande FREQ. VERNIER (ou des commandes PRESET ADJUST).

Un signal de suppression du faisceau est couplé à l'oscilloscope à travers l'amplificateur du signal de suppression V 5B à partir du générateur balayage. La partie positive ascendante de la fréquence de balayage est utilisée à cet effet.

Amplificateur horizontal

Le HOR/FREQ SELECTOR est utilisé pour sélectionner le signal de balayage désiré qui est appliqué à l'entrée de la cathode suiveuse du tube V 6A. Ce signal de balayage peut-être fourni à partir du générateur de balayage à 50 cycles ou un signal externe introduit aux bornes HOR. INPUT.

Le signal de balayage est amené du tube V 6A au push-pull amplificateur de déflexion horizontale (tubes V 7A et V 7B) à travers la commande HOR. GAIN est le tube amplificateur V 6B. La commande HOR. POS est utilisée pour positionner l'oscillogramme par changement des tensions relatives continues de courant grille de l'amplificateur push-pull.

L'amplificateur push-pull de déflexion horizontale commande les plaques horizontales de l'oscilloscope pour assurer une déflexion horizontale équilibrée du faisceau d'électrons.

Le tube à rayons cathodiques

Les tensions de travail et d'accélération sont fournies à la cathode du tube cathodique par un réseau diviseur relié à la masse à travers l'alimentation haute tension. Ce réseau comprend les commandes FOCUS et INTEN. et fournit la tension de polarisation du tube régulateur V 10. L'intensité de modulation du faisceau d'électrons peut être réalisée par l'application d'un signal externe à l'entrée Z. AXIS du tube cathodique.

Alimentation

La haute tension pour le tube cathodique est fournie par le tube V9, redresseur haute tension. La tension anodique positive est fournie par le tube redresseur biplaque V 8 et son circuit. Le tube V 10 est utilisé pour éviter les surtensions d'alimentation pouvant se produire sur les tensions anodiques positives. Le transformateur d'alimentation utilise deux enroulements séparés pour le chauffage des filaments, dont un pour le tube cathodique seul. L'autre enroulement fournit la tension filament à tous les autres tubes, et fournit aussi la tension alternative au commutateur HOR/FREQ. pour la ligne de balayage à la commande de PHASE, et aux fiches de liaison 1 - V. P - P (1 V, crête à crête).

INSTRUCTIONS POUR LE MONTAGE

Les instructions suivantes sont présentées dans une suite logique point par point pour vous permettre de construire cet appareil avec le moins d'hésitation possible. Prenez soin d'étudier entièrement chaque étape avant de commencer l'opération spécifiée. De même étudier plusieurs étapes à l'avance, afin de se familiariser avec la succession des différentes opérations. Lorsqu'une étape est terminée, cocher à l'emplacement prévu ce qui évitera toute omission ou erreur, en cas d'interruption du travail. La pièce mise en place peut être également cochée d'un trait de couleur sur le plan, ou entre les parenthèses.

En règle générale, les illustrations correspondent à la configuration réelle du montage. Cependant, quelques unes peuvent être légèrement déformées pour mieux montrer certaines parties.

Si une pièce est identifiée par un groupe lettre/nombre sur le schéma sa désignation apparaitra dans les étapes qui donnent son emplacement.

Les chiffres aux extrémites d'un fil indiquent la longueur à prévoir, en pouces (1 pouce = 2,5 cm).

Montage du panneau frontal

Monter chacun des composants suivants comme indiqué sur le dessin 1. Placer un étoffe douce sur votre table de travail pour éviter de rayer le panneau frontal.

Commencer par monter les potentiomètres H et J (7,5 MΩ), la cosse DD sur la plaquette support. Cette dernière sera fixée sur le panneau par le potentiomè-

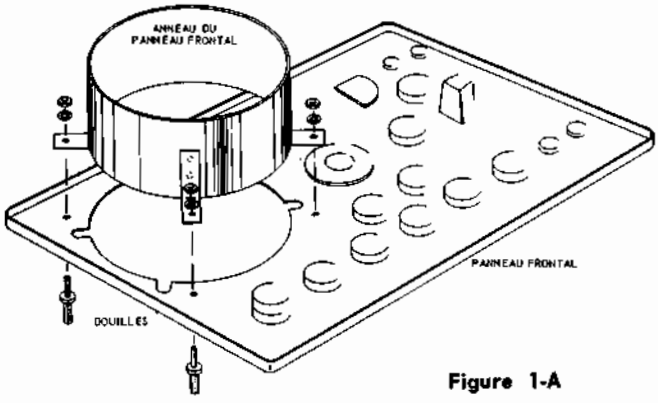


Figure 1-A

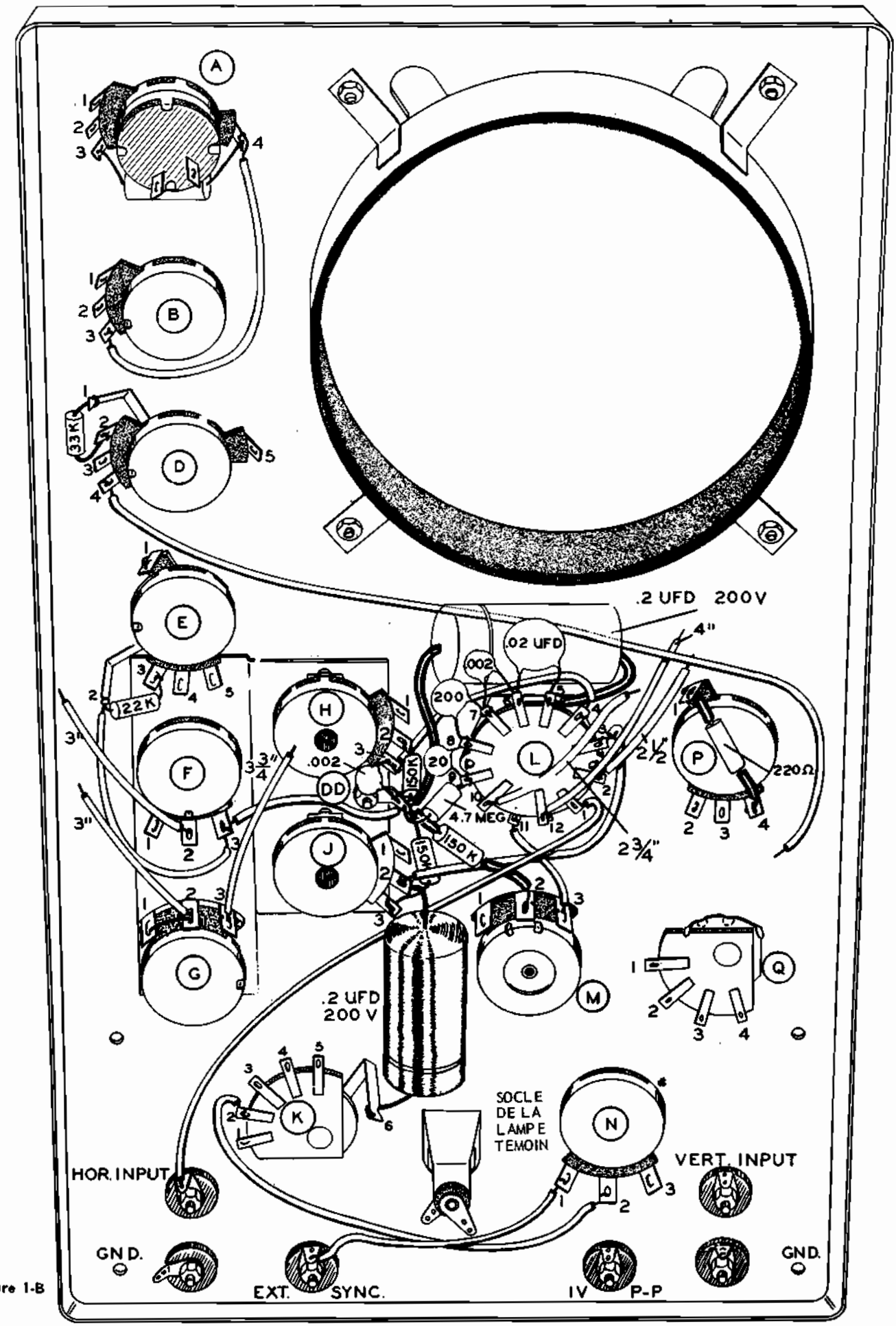
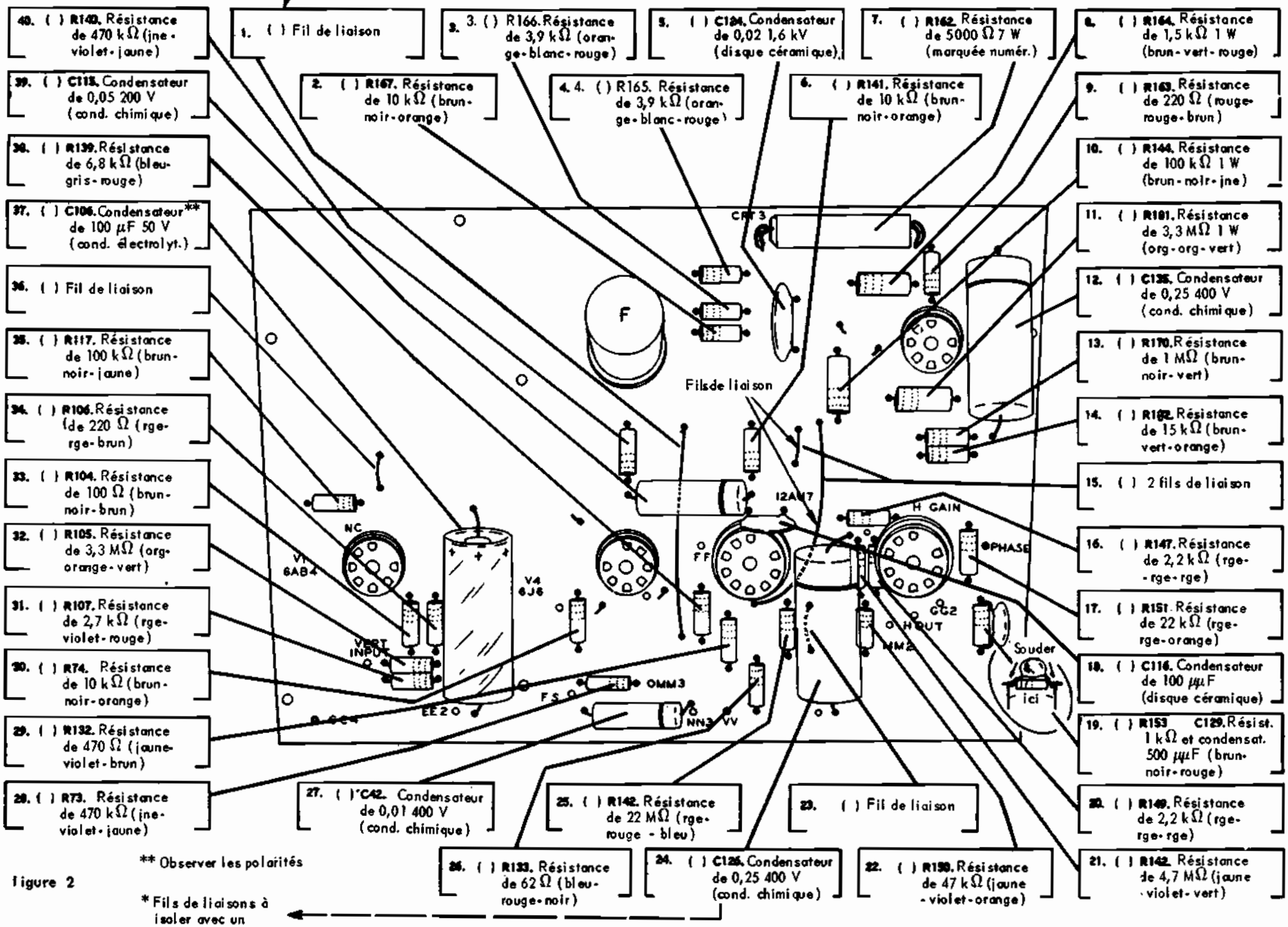

A
B
D
E
F
G
H
J
K
L
M
N
P
Q
DD
33 K
22 K
.2 UFD 200V
4"
.02 UFD
.002
200
20
150 K
4.7 MEG
2 1/2"
220Ω
2 3/4"
3"
3 3/4"
.2 UFD
200 V
SOCLE
DE LA
LAMPE
TEMOIN
HOR. INPUT
VERT. INPUT
GND.
EXT. SYNC.
1V P-P
GND.

Figure 1-B

ORDRE DE MONTAGE



** Observer les polarités

* Fils de liaisons à isoler avec un souplisso

figure 2

tre F (10 kΩ) une rondelle intermédiaire et G (500 kΩ). Monter ensuite les potentiomètres A, B, D, 500 kΩ, 2 MΩ, 20 kΩ, ce dernier avec une cosse au lieu d'une rondelle, et de même pour E, 200 kΩ. Poursuivre avec L (commutateur à 9 positions) en veillant à l'orientation, puis K, commutateur à 4 positions (avec cosse).

De même, le commutateur Q (3 positions), les potentiomètres P (R8 - 2 000 Ω, M (R 48 - 7,5 MΩ), N (R 31 - 2 MΩ).

Placer ensuite les six douilles, VERT INPUT et HOR INPUT, rouges, les autres noires et après avoir monté la lampe - témoin, mettre en place les résistances, condensateurs et fils comme indiqué et également le grand collier sur l'arrière du panneau.

Câblage du grand circuit

En vous repérant aux figures 2 et 2 A, cette partie ne présente pas de difficultés.

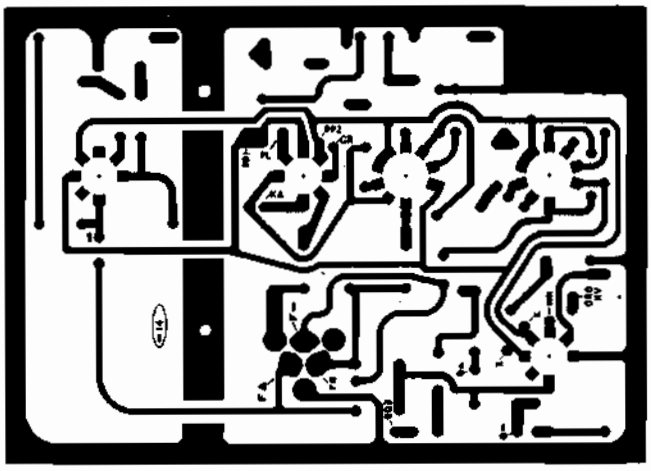


Figure 2-A

Fixer d'abord les socles à 7 broches marqués V1, V4 et V10, en alignant l'espace vide du socle sur la flèche imprimée au recto du circuit imprimé et de même pour les socles à 9 broches des tubes V5 et V6.

Placer ensuite les éléments comme indiqué sur la figure 2, noter que la résistance de 5 000 Ω, 7 watts doit être montée un peu au dessus du circuit en raison de la chaleur qu'elle dissipe. Utiliser du fil plein en 1 - 15 - 23 - et 36 et noter que la capacité C 106 - 100 μF, 50 V est polarisée.

Terminer en plaçant la capacité filtre à 3 broches en F, en contrôlant sa position avec les marques gravées sur le circuit imprimé.

Câblage du petit circuit

Pour cela, se référer aux dessins 3 et 3 A.

Débuter par la fixation des trois socles à 9 broches, en reliant par un fil plein les bornes 3 et 8 de V7 et V3, et 9 et 3 de V2. Souder toutes les cosses au circuit imprimé, sauf les cosses 1 et 6 de V 7.

Placer ensuite les autres éléments, R et C, et en fin de montage, de même que pour le grand circuit faire une vérification soignée de l'emplacement de ces divers éléments et de leur fixation.

Terminer ce panneau par la fixation d'une douille noire (Z axis).

Assemblage de la console support arrière

Se reporter au dessin 4. Il s'agit là d'un simple montage mécanique.

Assemblage du châssis.

Se reporter aux dessins 5 et 5 A.

Placer d'abord le grand circuit, puis le panneau frontal.

Monter les socles des tubes à 9 broches des tubes V8 et V9, en observant leur orientation (flèches).

Placer successivement.

— la résistance de 1 MΩ (R75 - Spot Shape)

— la barrette à cosses W

— les rondelles passe-fils BB et AA

— le support du condensateur à 4 broches, la cosse marquée d'un triangle (C 38) étant montée le plus près du châssis.

— le support de fusible et le fusible

— le transformateur d'alimentation. Torsader les 2 fils verts qui en sortent et les amener aux bornes W. Puis relier les fils comme indiqué sur le dessin 5 dans l'ordre suivant: vert, brun, rouge, jaune, rouge/jaune, noir.

— relier par un fil plein les bornes 9 et 3 de V8; ce fil sera prolongé par un fil gaîné soudé sur C 40 (cosse marquée d'un carré).

Continuer le montage comme indiqué sur le dessin, les liaisons se faisant en fil souple, les fils sous gaine étant indiqués par deux traits gras.

L'utilisation de deux fils souples torsadés ensemble est recommandée pour éviter des ronflements dans les alimentations des filaments (des cosses 1 et 2, W aux bornes X sur le circuit imprimé, socle de V 10).

Torsader une trentaine de centimètres de fil souple, en souder deux des extrémités en 1 et 2 de W, et le faire sortir par AA.

— Monter ensuite les plaques écran (voir figure 6 A).

Câblage du châssis du panneau frontal

Procéder de la même façon que pour le câblage du châssis en se référant cette fois à la figure 6. Bien respecter les couleurs des différents fils, en prévoyant toujours assez de longueur.

Précâblage du double trimmer et mise en place

Se référer à la figure 6-B et au schéma théorique pour ce montage et le mettre en place; les éléments seront placés sans les souder pour faciliter d'autres connexions.

Puis établir les liaisons prévues sur les figures 7 et 8.

Installation du tube cathodique

Se reporter à la figure 9. Eviter de rayer le tube et de le heurter; ne pas oublier les coussinets de

ORDRE DE MONTAGE

* Fils de liaisons à isoler avec un souplisseau

34. ( ) R222. Résistance de 100 Ω (brun-noir-brun)

33. ( ) R226. Résistance de 1 kΩ 1 W (brun-noir-rge)

32. ( ) R225. Résistance de 3,3 kΩ (org-orange-rouge)

31. ( ) Bobine de 90 μH (bande bleue)

30. ( ) R224. Résistance de 2,7 kΩ (rge-violet-rouge) *

29. ( ) R220. Résistance de 100 Ω (brun-noir-brun)

28. ( ) R216. Résistance de 3,3 MΩ (org-orange-vert)

27. ( ) R215. Résistance de 2 kΩ (rouge-noir-rouge)

26. ( ) Bobine de 30 μH (bande verte)

25. ( ) Bobine de 61 μH (bande rouge)

24. ( ) R214. Résistance de 2 kΩ (rouge-noir-rouge)

23. ( ) C210. Condensateur de 0,1 200 V (cond. chimique)

22. ( ) R213. Résistance de 10 MΩ (brun-noir-bleu)

1. ( ) R221. Résistance de 1,2 kΩ (brun-rouge-rouge) *

2. ( ) C211. Condensateur de 0,01 500 V (disque céramique)

3. ( ) R229. Résistance de 2,7 kΩ 2 W (rge-viol.-rge) *

4. ( ) Bobine de 90 μH (bande bleue)

5. ( ) R227. Résistance de 1 kΩ 1 W (brun-noir-rge)

6. ( ) R228. Résistance de 3,3 kΩ (org-org-rouge)

7. ( ) R260. Résistance de 33 kΩ 1 W (org-org-org)

8. ( ) R261. Résistance de 33 kΩ 1 W (org-org-org)

9. ( ) R259. Résistance de 100 Ω (brun-noir-brun)

10. ( ) R254. Résistance de 10 MΩ (brun-noir-bleu)

11. ( ) R257. Résistance de 100 Ω (brun-noir-brun)

12. ( ) C230. Condensateur de 0,1 200 V (cond. chimique)

13. ( ) R258. Résistance de 12 kΩ 2 W (brun-rge-org)

14. ( ) C128. Condensateur de 0,1 200 V (cond. chimique)

15. ( ) C225. Condensateur de 0,02 1,6 kV (disque céramique)

16. ( ) C208 Condensateur* de 40 μF 150 V (cond. électrol.)
* Observer la polarité

17. ( ) Bobine de 61 μH Bande rouge

18. ( ) R211. Résistance de 2,2 kΩ (rouge-rouge-rouge)

19. ( ) R212. Résistance de 3,3 kΩ (org-orange-rouge)

20. ( ) C209. Condensateur de 0,1 200 V (cond. chimique)

21. ( ) R210 Résistance de 10 MΩ (brun-noir-bleu)

V3 12BH7 — BLEU — ORANGE — SYNC — JAUNE — V7 12AU7 — BRUN — GRIS — V2 6AN8 — VERT. IN — HOR. IN — EE-I — ROUGE — L6 LV

Figure 3

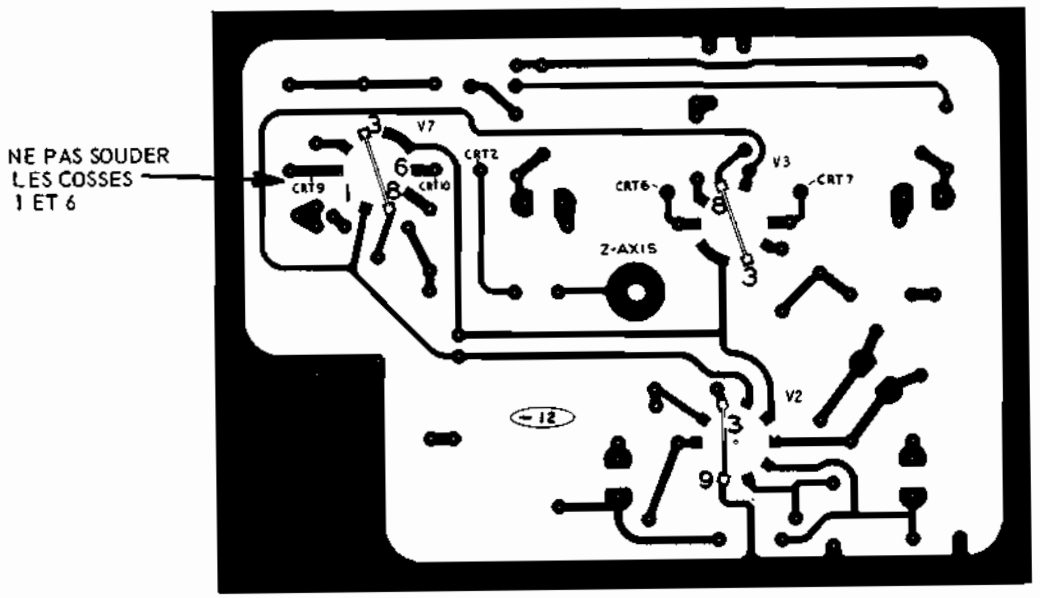


Figure 3-A

caoutchouc et serrer les colliers avec précaution.

Glisser la base du tube dans les brides de fixation, mais ne pas trop serrer et laisser les connexions assez lâches pour permettre la rotation du tube de 10 degrés environ de part et d'autre de sa position présente. Cela permettra de placer horizontalement la trace de balayage.

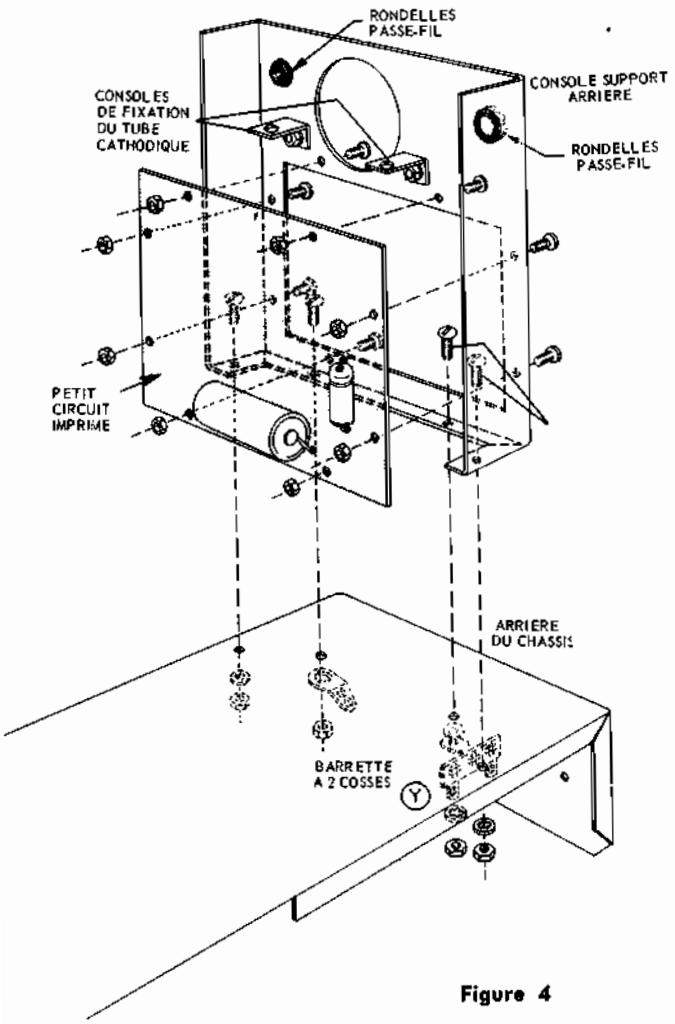


Figure 4

Câblage du tube cathodique

Se référer à la figure 10.

Les fils bruns sont reliés aux bornes 1 et 12, mais de façon assez lâche.

La barrette à 2 bornes est vissée à l'extrémité supérieure du socle du tube, elle supporte la résistance de 100 kΩ qui est branchée entre les bornes 1 et 2 du socle.

Placer les 4 anneaux de caoutchouc, ainsi que les trois écrans devant le tube, écrans fixés par 4 vis molettées. Câbler le tube comme indiqué sur la figure 10.

Le centre du tube doit effleurer le niveau du panneau frontal.

Câblage final du châssis

Se référer à la figure 11.

Le câble d'alimentation secteur sort par le trou EE. Noter le câblage particulier selon la tension du secteur 110 ou 220 V.

Tourner toutes les commandes et interrupteurs au maximum en sens inverse des aiguilles d'une montre, puis placer les petits boutons, INTEN, FOCUS, VERT POS et HOR. POS et les bloquer.

Placer les tubes dans leurs socles respectifs.

V1 = 6 AB 4	V6 = 12 AU 7
V2 = 6 AN 8	V7 = 12 AU 7
V3 = 12 BH 7	V8 = EZ 81/6 CA4
V4 = 6 J6	V9 = 1 V 2
V5 = 12 AU 7	V10 = 6 C4

Préparer enfin couvercles, poignée, pieds de caoutchouc et câbles, la paire de fils d'essais, un rouge et un noir, avec les pinces crocodiles. Avant l'essai, bien vérifier l'ensemble du câblage et enlever tous les déchets, morceaux de fils, d'étain etc..., qui sont pu tomber dans l'appareil.

Leçon n° 99

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 97 et 98

N. 1 — Sur quelle partie d'un oscilloscope se trouvent, normalement, les bornes de liaison directe aux plaques de déviation ?

N. 2 — Quelles sont, dans l'ordre, les manoeuvres à effectuer pour voir une forme d'onde sur l'écran de l'oscilloscope ?

N. 3 — Quelles sont les caractéristiques d'un signal qui peuvent être déduites immédiatement de l'observation de sa forme sur l'écran ?

N. 4 — Dans quel cas l'oscilloscope est-il particulièrement utile pour la mesure des tensions? Pour quelle raison ?

N. 5 — Comment doit-on faire pour observer la seule alternance supérieure d'un signal avec l'amplitude maximale permise ?

N. 6 — Où doit-on relier l'oscilloscope pour vérifier le fonctionnement d'un amplificateur Basse Fréquence ?

N. 7 — Si on injecte un signal sinusoïdal à un amplificateur et que l'on observe à sa sortie un signal riche en harmoniques de rangs impairs, quelle peut-être la cause de ce défaut ? Même question si la sortie contient des harmoniques de rangs pairs ?

N. 8 — Comment peut-on mesurer, avec un oscilloscope, l'intensité d'un courant ?

N. 9 — Comment peut-on apprécier la courbe de réponse d'un amplificateur Basse Fréquence au moyen d'un oscilloscope ?

N. 10 — Comment peut-on faire apparaître sur l'écran la courbe de réponse (ou courbe de sélectivité) d'un circuit accordé HF ?

N. 11 — Comment peut-on évaluer, avec une approximation suffisante, le taux de modulation d'une onde Haute Fréquence modulée en amplitude ?

N. 12 — Après avoir stabilisé l'image d'un signal sur l'écran, comment peut-on observer les différentes phases ?

N. 13 — Comment fait-on pour mesurer la fréquence à l'aide d'un oscilloscope ? Comment calcule-t-on la fréquence inconnue ?

N. 14 — Quelles doivent être les caractéristiques d'un oscilloscope pour qu'il puisse servir à l'étude d'un amplificateur au moyen de signaux rectangulaires ?

N. 15 — Comment peut-on effectuer, avec un oscilloscope, des mesures de tensions et de courants continus?

N. 16 — A quoi sert l'écran placé devant le tube ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 763

N 1 — En appliquant une tension alternative, d'amplitude convenable, respectivement entre les plaques de déviation horizontale ou verticale.

N. 2 — En appliquant, en même temps, deux tensions alternatives convenables entre les deux paires de plaques de déviation.

N. 3 — Parce que l'on risque de brûler la couche luminescente au point d'impact et de marquer définitivement le tube.

N. 4 — Il a pour effet d'augmenter l'action de l'anode accélératrice à laquelle il est relié et de rendre le tube opaque à la lumière provenant de l'arrière, ce qui a pour résultat d'augmenter le contraste de l'image.

N. 5 — Il y en a six: l'amplificateur vertical, l'amplificateur horizontal, le générateur de tensions en dents de scie (balayage horizontal), les circuits de synchronisation, le tube à rayons cathodiques et l'alimentation.

N. 6 — Le premier est un contacteur permettant de faire varier l'amplification par bonds (généralement par multiples de 10), le second est constitué par un potentiomètre donnant une variation continue de l'amplification pour chaque position du précédent.

N. 7 — Pour obtenir un balayage linéaire en fonction du temps qui, dans les graphiques est toujours porté sur l'axe horizontal.

N. 8 — Elles servent à corriger la courbe de réponse des amplificateurs et à rendre l'amplification uniforme dans toute la gamme, même aux fréquences élevées.

N. 9 — L'amplificateur vertical (celui qui amplifie le signal à examiner) doit être à couplage direct. De cette façon, en l'absence de capacités de couplage entre étages, on peut obtenir l'amplification des variations lentes d'une tension presque continue.

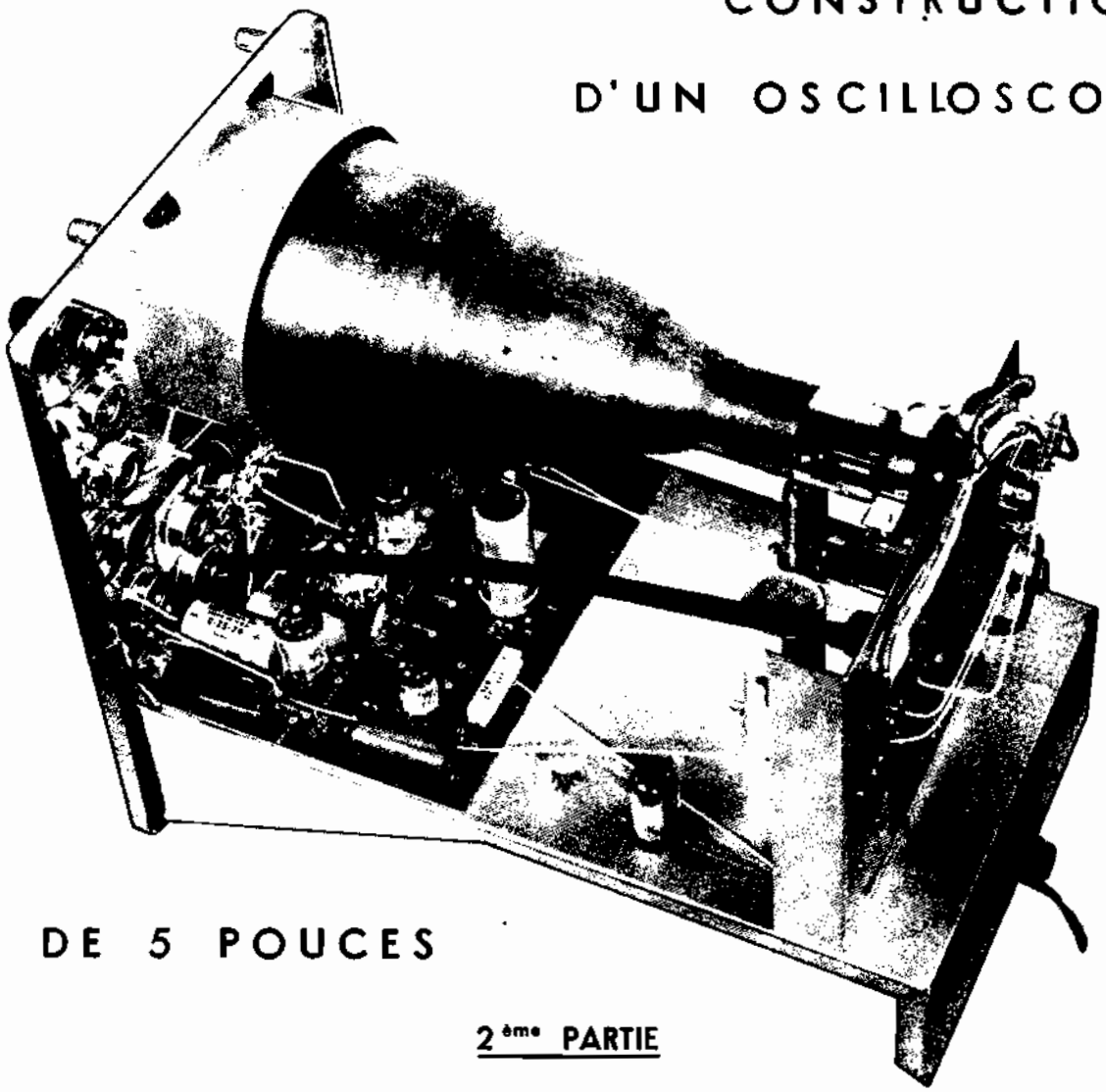
N. 10 — Le rapport doit être de quatre à un; c'est-à-dire qu'il faut avoir quatre cycles du signal pour chaque impulsion en dents de scie. Les quatre cycles doivent se produire pendant la partie ascendante de la dent de scie.

N. 11 — Trois: asymétrique, symétrique et la commande appliquée entre l'avant-dernier et le dernier étage de l'amplificateur vertical ou horizontal.

N. 12 — Deux: un contacteur qui fait varier la gamme de fréquence et un potentiomètre servant à faire varier la fréquence d'une façon continue à l'intérieur de chaque gamme.

N. 13 — En ajustant la fréquence de la base de temps horizontale (signal en dents de scie).

CONSTRUCTION D'UN OSCILLOSCOPE



DE 5 POUCES

2ème PARTIE

REGLAGE

Attention: les tensions de cet appareil sont dangereuses. Le manipuler avec grand soin lorsqu'il n'est pas dans son coffret. Ne pas le mettre sous tension sans avoir lu et compris les instructions pour l'essai de l'oscilloscope.

Quelques réglages qui doivent être faits sur l'appareil ne peuvent pas être réalisés avec le coffret monté. Lorsque l'oscilloscope est en fonctionnement hors du coffret, enlever le cordon d'alimentation de la prise avant d'essayer de changer la position de l'oscilloscope sur le banc. Quelques unes des hautes tensions du circuit apparaissent sur les bornes des commandes INTEN. et FOCUS. juste au dessous du bord supérieur du panneau. Il est facile de les toucher accidentellement.

( ) Placer les commandes comme suit avant de raccorder l'appareil à une prise de courant.

INTEN.: entièrement dans le sens contraire des aiguilles d'une montre.

FOCUS: approximativement au milieu du secteur.

VERT. POS: approximativement au milieu du secteur.

HOR. POS.: approximativement au milieu du secteur.

VERT GAIN: entièrement dans le sens contraire des aiguilles d'une montre.

HOR. FREQ. SELECTOR: entièrement dans le sens contraire des aiguilles d'une montre.

HOR. GAIN: 0.

VERT. INPUT: × 100.

FREQ. VERNIER: 50.

PHASE: approximativement au milieu du secteur.

EXT. SYNC. AMPLITUDE: entièrement dans le sens contraire des aiguilles d'une montre.

SYNC. SELECTOR. EXT: forme du spot (sur le châssis) approximativement au milieu du secteur.

Brancher l'alimentation 105 125 V, 50 périodes.

ATTENTION: Cet instrument ne fonctionne pas et peut être sérieusement endommagé s'il est relié à une prise de courant continu ou d'un courant alternatif 25 périodes ou encore à une tension supérieure à celle pour laquelle le transformateur d'entrée a été prévu.

( ) Tourner la commande INTEN. à fond dans le

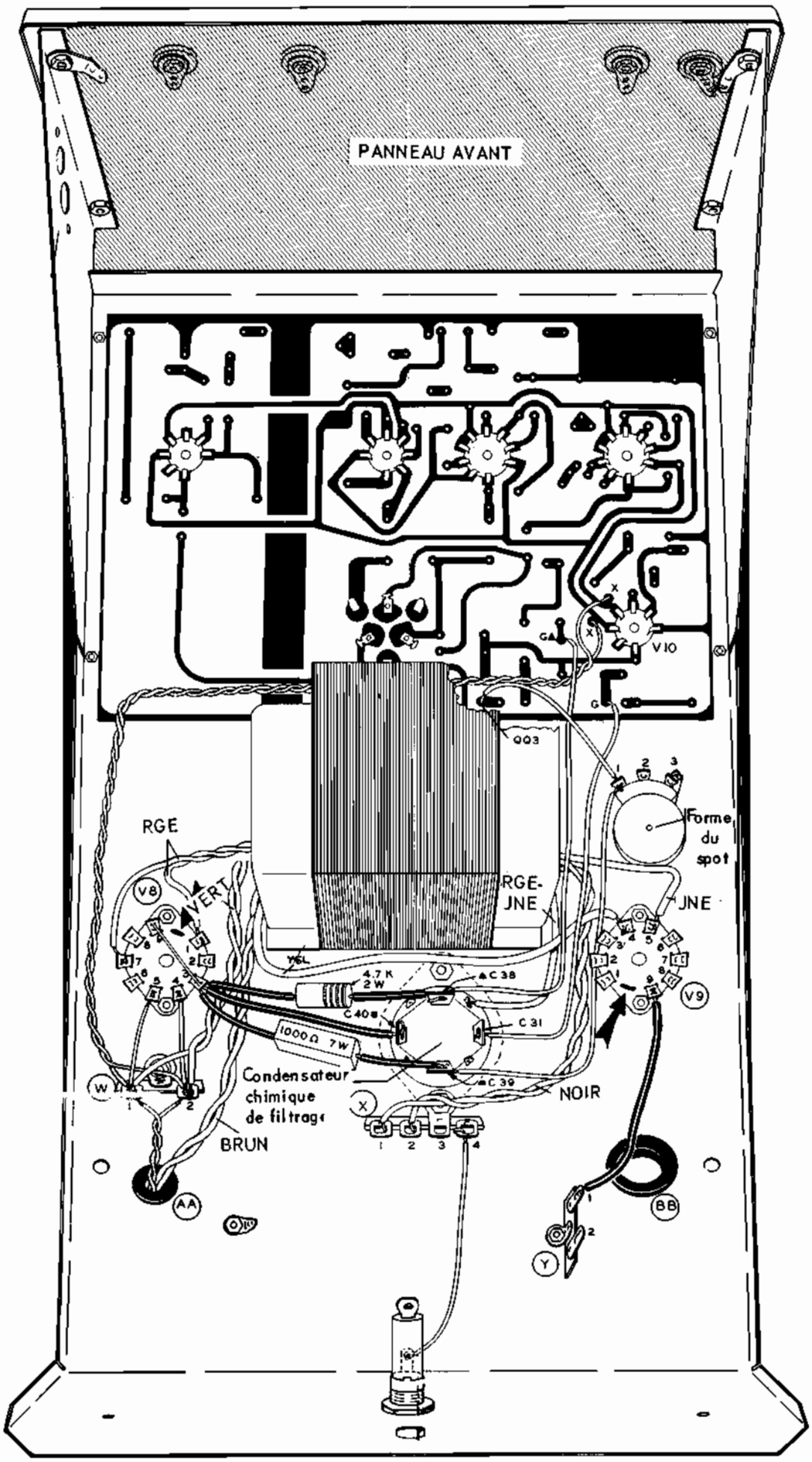

PANNEAU AVANT
V10
QQ3
Forme du spot
RGE
V8
VERT
RGE-JNE
JNE
V9
4.7 K 2 W
C 38
C 40
C 31
1000 Ω 7 W
Condensateur chimique de filtrage
C 39
NOIR
BRUN
W
X
AA
BB
Y

Figure 5

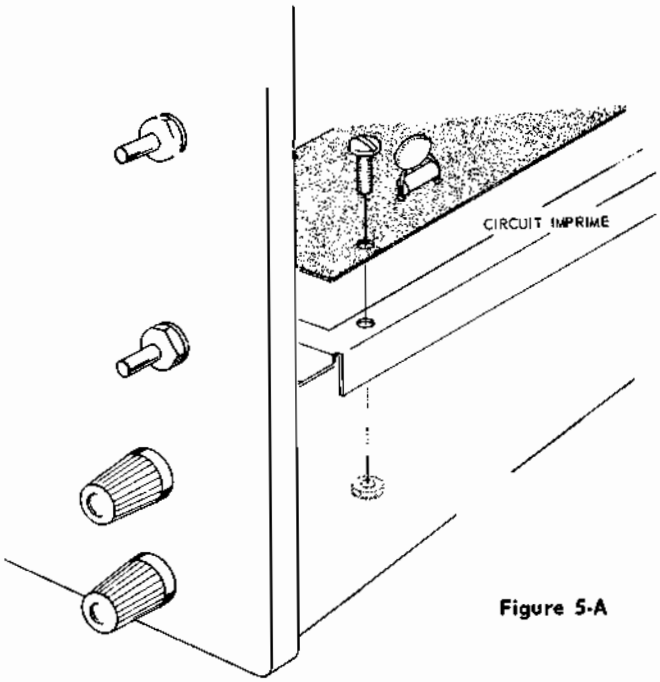


Figure 5-A

sens des aiguilles d'une montre; la lampe témoin doit s'allumer et tous les filaments des lampes (sauf IV 2) doivent chauffer. Attendre 1 minute pour que la température des filaments atteigne le point de fonctionnement.

( ) Surveiller l'écran du tube cathodique jusqu'à ce qu'une tâche verte apparaisse. Réduire la brillance du spot d'abord en tournant la commande INTEN., en sens contraire des aiguilles d'une montre. Maintenant régler la commande FOCUS pour réduire la dimension du spot au minimum.

ATTENTION. Ne pas laisser le spot longtemps immobile sur l'écran, cela pourrait détruire la matière fluorescente et laisser une trace sombre.

( ) Tourner la commande HOR. POS. et observer si le spot se déplace horizontalement sur l'écran. Maintenant, en utilisant la commande VERT. POS. déplacer le spot de haut en bas et inversement. Régler ces deux commandes de façon que le spot soit centré sur l'écran.

Si aucun spot n'apparait, tourner la commande HOR., car cette commande peut positionner le spot bien en dehors de l'écran. Il peut être aussi nécessaire de réajuster les commandes FOCUS et INTEN. pour former le spot. Si malgré tout aucun spot n'apparait, se rapporter au chapitre: **En cas de difficultés.**

( ) Avec le spot centré sur l'écran, régler la commande « Forme du spot » sur le côté droit du châssis. (SPOT SHAPE).

Régler la forme du spot pour le rendre aussi rond que possible. Il peut être nécessaire de réajuster la commande FOCUS et INTEN. plusieurs fois pendant cette procédure, car il y a quelques interactions entre les circuits. Le résultat doit être un spot nettement défini, de petite taille, dont la brillance peut être modifiée avec la commande INTEN.

ATTENTION. En faisant ce réglage faire attention de ne pas toucher aucun des câblages de l'arrière du châssis.

( ) En utilisant une des lignes de contrôle (pince crocodile) relier par un cavalier la borne 1 V crête à crête (1 - V. P - P) à la borne HOR. INPUT; tourner la commande HOR. GAIN dans le sens des aiguilles d'une montre. Le spot doit devenir une ligne horizontale dont la longueur augmente jusqu'à un maximum d'environ 32 mm suivant le gain horizontal (HOR. GAIN.). Si la droite n'est pas au niveau, couper l'alimentation désirée de fixation du tube sur la base et tourner le tube cathodique légèrement pour rendre la droite horizontale. Resserrer les colliers et vérifier si la droite est au niveau.

ATTENTION. Ne pas effectuer cette opération sans couper l'alimentation. Quelques bornes sur le tube cathodique sont à une haute tension de 1 200 V environ: un contact avec ces bornes serait très dangereux.

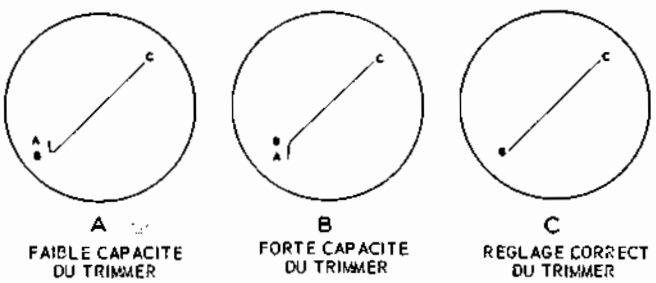
( ) Ensuite relier par un cavalier 1 V. P.P. à la borne VERT. INPUT; mettre le bouton HOR. GAIN à 0; tourner le bouton de commande VERT. GAIN dans le sens des aiguilles d'une montre et observer que la droite est maintenant verticale et sa longueur réglée par la commande VERT. GAIN. Mettre le commutateur VERT. INPUT sur X 10, le régler pour avoir maintenant la même longueur, la commande VERT. GAIN étant totalement réduite.

Figure A

( ) Placer le commutateur SYNC. SELECTOR sur la position + INT., la commande HOR. GAIN sur 30, le commutateur VERT. INPUT sur X 10 et la commande VERT. GAIN sur 100. Maintenant placer le sélecteur HOR. FREQ. sur le point entre 10 et 100 et régler par le bouton FREQ. VERNIER pour obtenir une figure consistant en 4 sinusoïdes complètes semblables à celles de la figure A. Ce contrôle montre que le générateur de balayage fonctionne normalement à une fréquence de 50/4 soit 12,5 périodes par seconde. Réduire le HOR. GAIN si nécessaire. Les coupures sur le tracé sont causées par les champs du transformateur, mais cela ne se produira pas avec les signaux externes.

( ) Enlever le cavalier de 1 V - P.P., **couper l'alimentation** et relier l'extrémité libre du cavalier au fil provenant de HOR. IN sur l'arrière du circuit imprimé. Placer le sélecteur HOR. FREQ. sur le point

Figure B



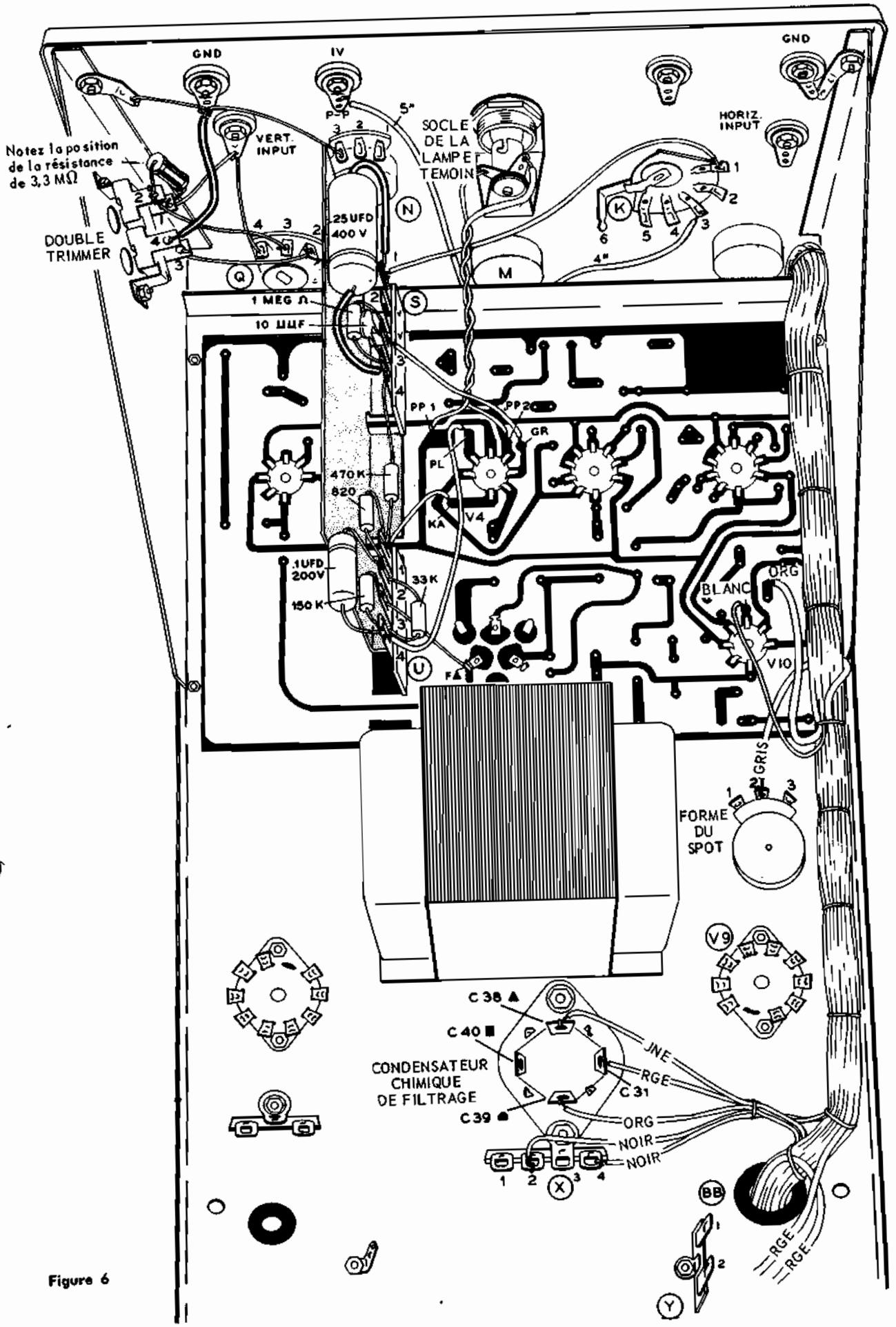

GND
IV
GND
VERT. INPUT
HORIZ. INPUT
Notez la position de la résistance de 3,3 MΩ
DOUBLE TRIMMER
SOCLE DE LA LAMPE TEMOIN
5"
4"
25 UFD 400 V
1 MEG Ω
10 μμF
PP 1
PP2
GR
PL
470 K
820
KA
V4
.1 UFD 200V
150 K
33 K
BLANC
ORG
V10
GRIS
FORME DU SPOT
V9
C 38
C 40
CONDENSATEUR CHIMIQUE DE FILTRAGE
C 39
C 31
JNE
RGE
ORG
NOIR
NOIR
RGE
RGE

Figure 6

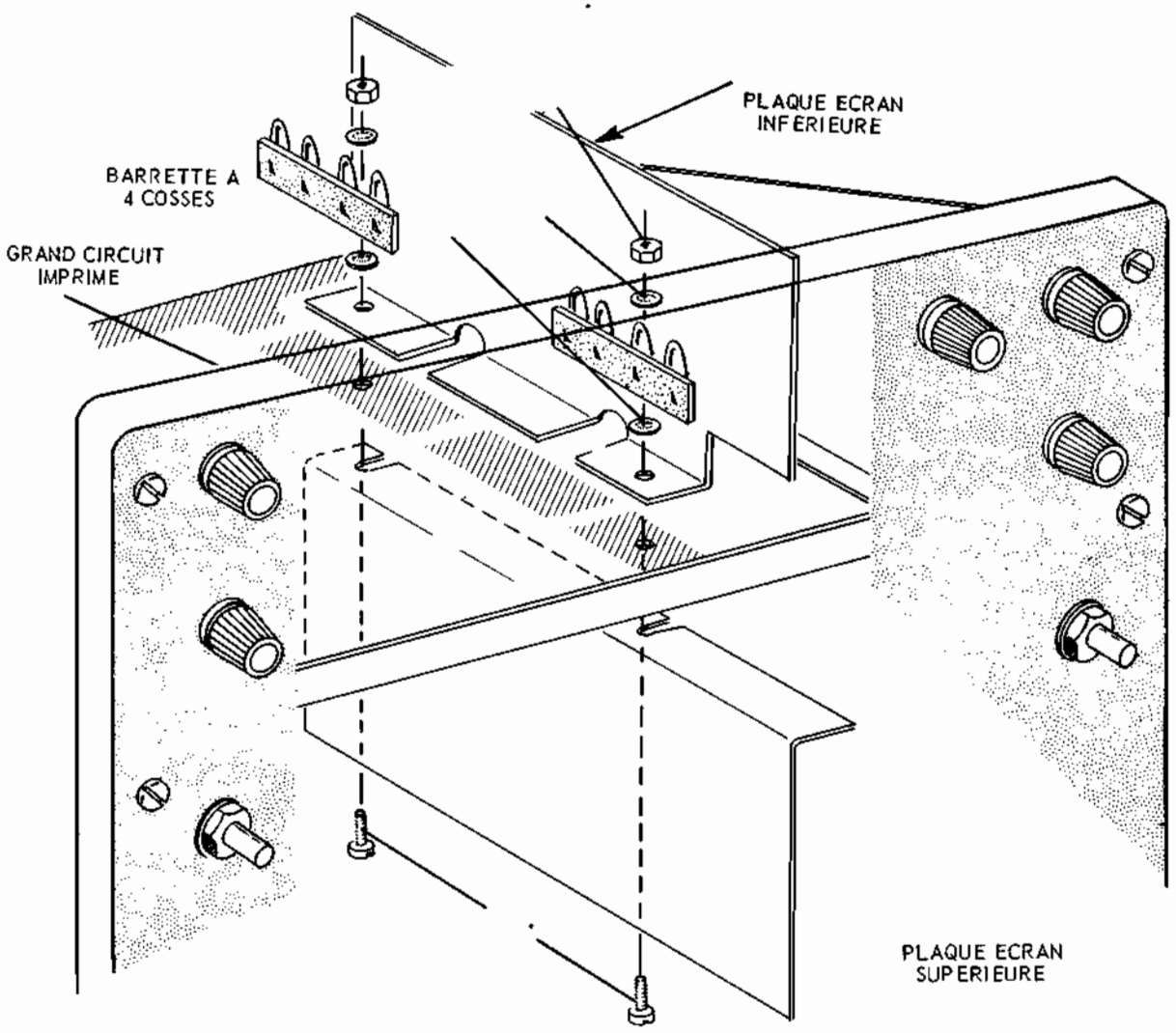


Figure 6-A

entre 1 000 et 10 kHz, la FREQ. VERNIER à 0. Puis mettre sous tension; vous devez obtenir maintenant une droite semblable à celle de la figure B (1°) ou B (2°). Réduire les deux commandes GAIN afin que le tracé ait environ 5 cm de long.

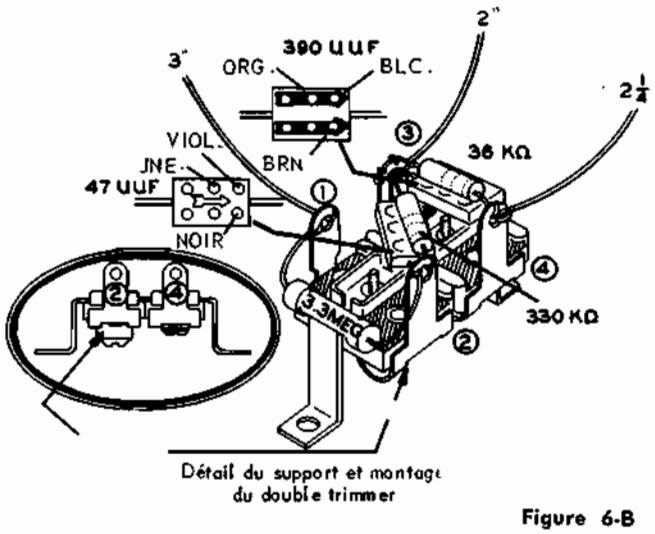


Figure 6-B

( ) Avec le commutateur VERT. INPUT sur la position X 10, régler le trimmer de devant jusqu'à ce que la partie AB du tracé disparaisse et que reste seulement une droite en pente. (Le double trimmer est placé sur la partie gauche du devant du châssis).

( ) Placer le commutateur VERT. INPUT sur X 100 et régler le trimmer arrière pour obtenir le même résultat que dans le réglage précédent. Dans ce réglage vous remarquerez que la pente de la partie BC du tracé est plus près de l'horizontale, un gain vertical inférieur ayant été utilisé. Le réglage peut être effectué de façon plus précise. Couper le courant et déconnecter le cavalier de l'arrière du circuit imprimé. Couper le fil en excèdent de la borne HOR. INPUT.

Ces derniers réglages sont réalisés pour brancher les atténuateurs d'entrée verticale, de sorte qu'ils ne soient pas sensibles à la fréquence. Cette compensation garantit l'excellente réponse de l'amplificateur vertical, même avec un faible atténuateur d'entrée.

NOTE. Le réglage de commande PRESET ADJUST est décrit dans la partie Utilisation.

( ) Le châssis peut être maintenant placé dans le coffret. Passer le cordon d'alimentation par le trou à l'arrière du coffret, glisser le châssis et le bloquer en place. Faire attention de ne pas pincer les fils entre les différents panneaux.

N° 24

Leçon n° 100

APPLICATIONS DE L'OSCILLOSCOPE

Nous avons examiné dans la précédente leçon, les principales mesures pouvant être exécutées avec un oscilloscope. Aux différentes grandeurs électriques dont la mesure a été évoquée, il faut encore ajouter la fréquence. Nous nous occuperons, dans la prochaine leçon, des diverses techniques employées pour la mesure des fréquences avec l'oscilloscope.

Dans cette leçon, par contre, nous passerons en revue les diverses applications pratiques de l'oscilloscope qui, dans le domaine de la radiotechnique, sont très nombreuses

MESURES SUR LES TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION

L'oscilloscpoe nous donne la possibilité d'effectuer une série de mesures fort intéressantes sur les transformateurs d'alimentation. Ces mesures nous permettent de préciser les notions déjà acquises dans les études théoriques et de déterminer pratiquement les caractéristiques des transformateurs, ainsi que, en particulier, la qualité des tôles constituant le noyau magnétique. La plus intéressante parmi ces mesures est, sans aucun doute, celle permettant de faire apparaître sur l'écran le cycle d'hystérésis magnétique de ce noyau.

Ainsi que nous l'avons déjà souligné, l'oscilloscope est un instrument qui permet de mesurer seulement les tensions; il faut donc que les grandeurs magnétiques qui nous intéressent soient d'abord converties en différences de potentiel. La **figure 1** représente, dans ses grandes lignes, le montage le plus pratique pour relever la courbe B = f (H) d'un transformateur ou d'une bobine à noyau ferromagnétique. Cette courbe également appelée cycle d'hystérésis, donne l'intensité de l'induction magnétique en fonction des différentes valeurs de l'excitation H.

Pour de nombreux types de circuits magnétiques, la courbe est en forme de S, les parties supérieure et inférieure presque horizontales, indiquant la zone de saturation magnétique. Dans le cas où le matériau utilisé pour former le circuit présente un important cycle d'hystérésis, la courbe s'élargit et la surface comprise à l'intérieur de la courbe représente l'énergie perdue pendant chaque cycle. Il est donc évident qu'un transformateur de bonne qualité doit avoir un cycle d'hystérésis aussi étroit que possible, c'est à dire que la surface comprise à l'intérieur du contour doit être aussi réduite que possible.

Pour obtenir sur l'écran du tube cathodique la courbe B = f (H) du circuit magnétique d'un transformateur, il faut appliquer à l'oscilloscope deux tensions: l'une proportionnelle à l'intensité de l'excitation magnétique H produite par le passage du courant dans le primaire, l'autre étant proportionnelle à l'intensité de l'induction B.

La figure 1 représente le schéma d'un transformateur d'alimentation usuel, avec les branchements nécessaires pour le relevé de son cycle d'hystérésis. La tension recueillie aux bornes de R_1 est proportionnelle au courant passant dans le primaire du transformateur et, en conséquence, à l'excitation magnétique H produite par ce courant. Puisqu'il s'agit de mesurer l'intensité d'un courant, la résistance R_1 doit être de faible valeur (de l'ordre de 5 ohms).

Etant donné que dans un cycle d'hystérésis, le champ inducteur H est porté en abscisse, tout naturellement la tension recueillie aux bornes de R_1, c'est-à-dire entre le point A et la masse, doit être appliquée à l'entrée de l'amplificateur de déviation horizontale de l'oscilloscope. Dans ce cas, la base de temps fournissant normalement le balayage horizontal sera mise hors service.

La tension présente aux bornes d'un enroulement secondaire quelconque est proportionnelle aux grandeurs suivantes:

1) au rapport de transformation;

2) à la vitesse de variation du flux magnétique.

Dans notre cas, le rapport de transformation a une valeur constante, déterminée par le nombre des tours du primaire et du secondaire choisi pour cette mesure, et l'on peut donc ne pas en tenir compte. Par l'effet d'un circuit intégrateur constitué par la résistance R_2 (environ 200 000 ohms) et le condensateur C_1 (environ 0.25 µF), branché aux bornes du secondaire (voir figure 1), on obtient, entre le point B et la masse, une tension proportionnelle à l'induction magnétique B. On pourra donc relier ce point B à l'entrée de l'amplificateur de déviation verticale de l'oscilloscope.

Remarquons que, au cours de ces mesures, la masse de l'oscilloscope (et, par voie de conséquence, le coffret métallique de l'instrument) se trouve être directement reliée à un pôle du réseau de distribution électrique. Pour éviter le danger et les inconvénients que cela peut présenter, il faut orienter la fiche, dans la prise de courant, de telle sorte que le côté connecté à la masse de l'instrument soit relié au fil du secteur ne présentant pas de différence de potentiel par rapport à la terre (neutre). Dans le cas où ce fil n'est pas facilement repérable, il sera bon de faire une mesure avec un voltmètre pour tensions alternatives.

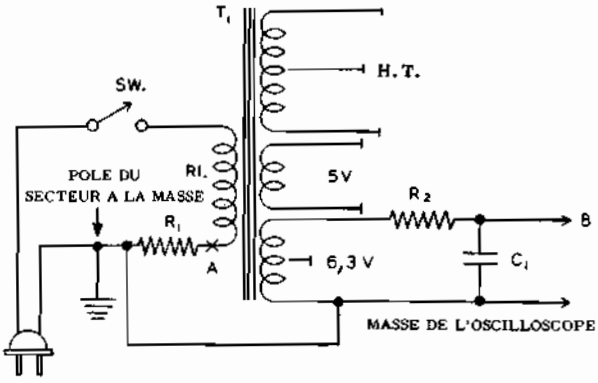


Fig. 1 - En appliquant aux entrées de l'oscilloscope les deux tensions recueillies aux bornes de R1 et de R2, on peut observer sur l'écran l'image du cycle d'hystérésis du noyau magnétique de T1.

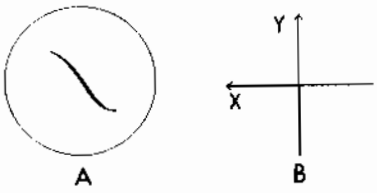
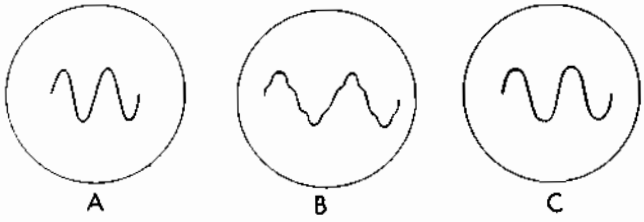


Fig. 2 - Exemple de cycle d'hystérésis visible sur l'écran (A). Sur la diagramme, X est l'excitation magnétique et Y l'induction magnétique.

Fig. 3 - En A, forme d'onde de la tension appliquée au primaire du transformateur; en B et C, le courant primaire sans et avec la charge.



Après avoir mis sous tension l'oscilloscope et le circuit sur lequel la mesure doit se faire, on pourra observer sur l'écran du tube cathodique une figure du genre de celle représentée sur la **figure 2**. Il peut également arriver que la courbe en S soit orientée en sens inverse; cela dépendra de la phase de la tension recueillie au secondaire du transformateur.

Naturellement la forme exacte de la courbe dépend également du réglage des commandes de gain des amplificateurs vertical et horizontal de l'oscilloscope; mais l'allure générale doit se rapprocher de celle représentée sur la figure 2.

Courants dans le primaire

Le montage de la figure 1 nous permet également d'étudier la forme du courant passant dans le primaire d'un transformateur d'alimentation. Dans ce cas, le circuit intégrateur, constitué par R_2 et C_1, doit être supprimé. Pour cette mesure, le point A sera relié aux bornes d'entrée verticale de l'oscilloscope et l'on utilisera le balayage horizontal en dents de scie. La fréquence de ce balayage sera réglée de telle sorte que l'on puisse voir deux ou trois cycles du signal à examiner sur l'écran du tube.

Quand il n'y a aucune charge sur les différents secondaires, le courant passant dans l'enroulement primaire du transformateur a une forme analogue à celle représentée sur la **figure 3-B**. La section A de cette même figure représente la tension sinusoïdale aux bornes du primaire; celle-ci, comme on le comprend facilement en regardant le schéma de la figure 1, est la tension du secteur.

L'irrégularité de la forme d'onde du courant primaire est due à la saturation magnétique du noyau, qui se manifeste lors des crêtes de tension. Quand le circuit magnétique du transformateur est saturé, la vitesse de variation du flux est considérablement réduite, d'une manière assez brutale, ce qui entraine, par voie de conséquence, une diminution de l'impédance de l'enroulement primaire. Il en résulte que, pendant les crêtes de la tension produisant une saturation du noyau, le flux du courant primaire augmente, et l'on obtient une forme d'onde du type de celle représentée sur la figure 3-B.

Pour observer les changements de la forme d'onde du courant primaire qui se produisent lorsqu'on branche une charge en parallèle sur l'un des secondaires, il faut disposer d'une série de résistances de différentes valeurs ohmiques que l'on branchera successivement pour en étudier les effets. Par exemple, si nous considérons une moitié du secondaire haute tension, on peut commencer par brancher une charge constituée par une résistance de valeur comprise entre 50 000 et 100 000 ohms, puis on la réduit progressivement. Il faut toutefois faire attention à ne pas descendre au dessous d'une certaine valeur, afin de ne pas surcharger le transformateur. Ces résistances devront pouvoir dissiper une assez grande puissance (10 watts au minimum).

Quand on aura atteint la plus faible valeur de résistance de charge compatible avec la puissance maximale pouvant être fournie par le secondaire du transformateur, on verra que le courant passant dans l'enroulement primaire aura pris une forme sensiblement sinusoïdale, bien qu'étant encore affecté d'une certaine distorsion.

Ce phénomène est dû au fait bien connu que le courant passant dans le circuit secondaire produit — à son tour — un champ d'induction magnétique dont les caractéristiques sont les suivantes:

a) il tend à s'opposer au champ d'induction dû au courant primaire, ce qui réduit l'impédance effective du primaire et permet donc le passage d'un courant plus important dans cet enroulement.

b) il diminue la tendance à la saturation du noyau, ce qui fait que la forme du courant passant dans le primaire se rapproche davantage de la sinusoïde.

Relations de phase dans les secondaires

Comme nous le savons, on recueille aux bornes des secondaires pourvus d'une prise médiane deux tensions ayant la même amplitude, mais déphasées entre-elles de 180°. Ceci peut également se vérifier très facilement à l'aide de l'oscilloscope. On réalise le monta-

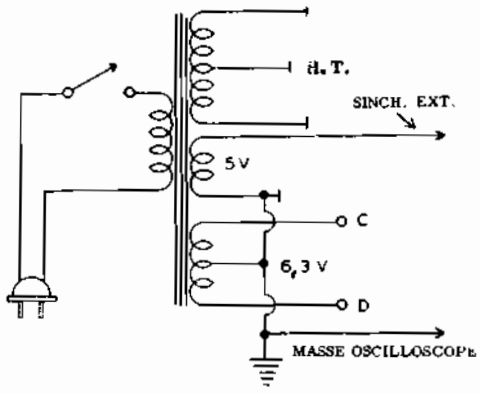


Fig. 4 - Etude du déphasage aux bornes d'un secondaire à prise médiane. En prélevant successivement les tensions entre la masse et les points C et D, on observe deux images identiques mais de phases opposées.

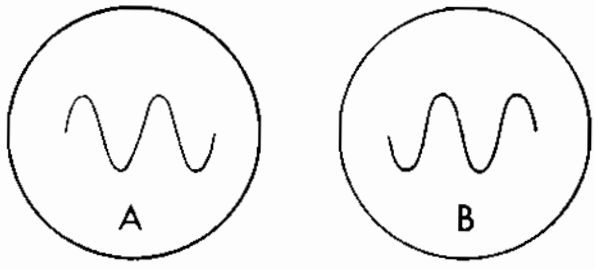


Fig. 5 - Immages de deux tensions qui s'obtiennent en appliquant à l'entrée verticale de l'oscilloscope le signal présent en C et ensuite celui présent en D (fig. 4). On note que les tensions sont de même fréquence mais de phases opposées.

ge de la **figure 4**, où l'on voit qu'un secondaire basse tension (5 volts) est utilisé pour fournir une tension de synchronisation externe à l'appareil. Il faudra donc placer le contacteur de synchronisation sur la position « synchronisation extérieure » et appliquer la tension de 5 volts sur les bornes d'entrée correspondantes. De cette façon, on a un signal de synchronisation qui reste invariable quelle que soit la phase des tensions appliquées à l'entrée verticale de l'oscilloscope.

Maintenant, si nous injectons à l'entrée verticale de l'oscilloscope la tension recueillie au point C (figure 4), et si nous ajustons convenablement la fréquence du balayage horizontal, nous pouvons obtenir sur l'écran du tube cathodique une forme d'onde du genre de celle représentée sur la **figure 5-A.**

Ensuite, sans toucher aux réglages de synchronisation et de balayage horizontal, on applique à l'entrée verticale de l'instrument la tension recueillie au point D. On obtient ainsi une nouvelle onde sinusoïdale comportant deux cycles complets mais déphasée de 180° par rapport à la précédente (figure 5-**B**).

On peut également employer une autre méthode pour observer la différence de phase des deux tensions présentes aux extrémités d'un secondaire à prise médiane; elle consiste à brancher la prise médiane de l'enroulement aux bornes de masse des deux amplificateurs (horizontal et vertical) de l'oscilloscope et à relier les points C et D (figure 4), l'un à l'entrée verticale, l'autre à l'entrée horizontale. On obtient alors sur l'écran une ligne inclinée à 45° par rapport à l'horizontale, descendant de la gauche vers la droite. Cette figure montre (voir les leçons précédentes) que la différence de phase entre les deux tensions est bien de 180°.

Nous verrons une autre méthode de mesure des déphasages lorsque nous décrirons le fonctionnement et les applications du commutateur électronique.

MESURES SUR LES REDRESSEURS DE COURANT

Nous venons de voir les différents genres de mesures pouvant être effectuées sur les transformateurs d'alimentation. Pour compléter l'examen des applications possibles de l'oscilloscope en ce qui concerne les dispositifs d'alimentation des récepteurs et des amplificateurs, nous allons étudier les mesures relatives aux circuits de redressement. En particulier, nous verrons le comportement des redresseurs à une ou deux alternances et des condensateurs électrolytiques.

Comme nous aurons l'occasion de le constater par la suite, certains défauts de fonctionnement de ces circuits introduisent un ronflement à 50 Hz dans la tension normale à 100 Hz. Dans ce cas, il est nécessaire d'employer un oscilloscope pour découvrir la cause de cette défectuosité.

Le même transformateur, utilisé pour les mesures décrites au chapitre précédent, peut être employé également pour les expériences que nous allons faire. Il faut, en plus, monter une valve redresseuse à deux alternances du type standard, qui peut être une 5Y3 ou une 5U4 par exemple, une bobine de filtrage de 10 henrys laissant passer 40 mA, un condensateur électrolytique double de 10+10 μF, tension de service 450 volts et, enfin, diverses résistances et condensateurs.

Analyse des montages redresseurs

Le montage de la **figure 6** convient pour l'étude du fonctionnement des valves redresseuses mono ou biplaques. Comme on peut le voir, le schéma proposé ne comporte aucun dispositif de filtrage de la tension redressée; en effet, ce qui nous intéresse ici, c'est l'étude du fonctionnement du seul redresseur et non de l'alimentation toute entière.

Tout d'abord, examinons le fonctionnement du montage redresseur à une seule alternance. Pour cela, le circuit doit être interrompu au point A, ce qui isole une des plaques de la valve redresseuse du trasformateur d'alimentation. La tension recueillie à la sortie de la valve pourra être étudiée en reliant le point B aux bornes d'entrée verticale d'un oscilloscope et en branchant la masse du circuit à celle de l'appareil. Si le montage fonctionne correctement, on observera sur l'écran une forme d'onde du type de celle représentée sur la **figure 7-A.** Naturellement, pour obtenir une tel-

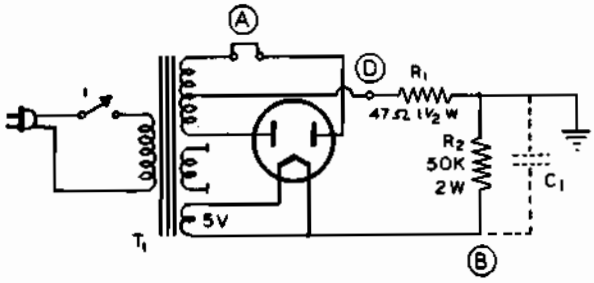


Fig. 6 - Montage d'un circuit redresseur pour l'analyse de la forme d'onde de la tension redressée. Pour l'étude du redressement d'une seule alternance, le circuit est interrompu sur une phase de la haute tension, au point A.

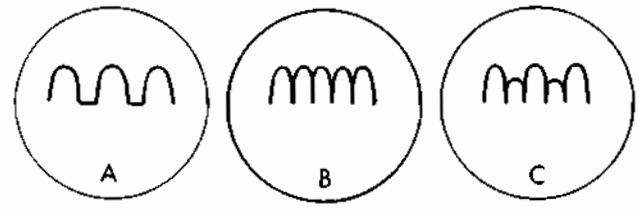


Fig. 7 - Tensions continues pulsées observées sur l'écran d'un oscilloscope. En A, redressement d'une seule alternance. En B, redressement des deux alternances et, en C, redressement des deux alternances mais avec un déséquilibre entre les deux moitiés de la valve.

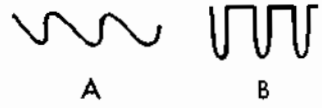


Fig. 8 - En A, variante obtenue en faisant C1 = 0,5 µF (fig. 6). En B, forme du courant dans la charge.

le image, il faut régler convenablement la fréquence du balayage horizontal de l'oscilloscope (sur 15 Hz, environ) et placer le contacteur de synchronisation sur la position « synchronisation intérieure ».

Après cela, on peut passer à l'étude d'un montage redresseur à deux alternances. Le schéma de la figure 6 est toujours valable, mais le circuit doit être rétabli au point A pour que les deux plaques de la valve soient alimentées par les deux demi-secondaires HT. L'oscilloscope est branché comme pour la mesure précédente et, si tout est normal, on doit voir sur l'écran une forme d'onde du type de celle représentée sur la figure 7-**B**.

Un des défauts les plus caractéristiques de ce montage redresseur est constitué par la présence d'un ronflement à 50 Hz (fréquence du secteur) superposé au courant redressé. Ce défaut peut se constater même dans le cas d'un fonctionnement apparemment correct et ne peut être imputé au filtre puisque le ronflement que l'on veut éliminer par filtrage est d'une fréquence double, soit 100 Hz. Le ronflement à 50 Hz est généralement dû à un fonctionnement défectueux de la valve redresseuse et plus précisément à une différence de rendement entre les deux sections. Dans un tel cas, en effet, une des alternances redressées a une amplitude supérieure à l'autre, ce qui provoque un ronflement résiduel à 50 Hz.

Ce même défaut peut également provenir d'un mauvais équilibrage entre les deux demi-secondaires du transformateur d'alimentation : en effet, si l'une des sections comporte plus de tours que l'autre, une des plaques de la valve redresseuse reçoit une tension alternative plus élevée que l'autre, d'où déséquilibre et introduction d'un ronflement. En général, ce ronflement à la fréquence du secteur n'est pas éliminé par le filtre placé après la valve puisque, comme nous l'avons déjà dit, ce filtre est calculé pour éliminer un ronflement de fréquence double (redresseur à deux alternances).

Pour mettre en évidence sur l'écran de l'oscilloscope l'effet produit sur la forme d'onde du courant redressé par un déséquilibre entre les deux demi-secondaires, on peut le provoquer artificiellement en mettant en série avec un des fils alimentant les plaques de la redresseuse une résistance de 15 000 ohms, 2 watts; cette résistance pourra être insérée au point A de la figure 6 par exemple. Si l'on observe alors la forme d'onde de la tension recueillie sur la cathode du redresseur, on ne verra plus sur l'écran du tube cathodique la forme régulière de la figure 7-B, mais celle très irrégulière de la figure 7-C. On notera que le déséquilibre entre les deux sections de la valve produit une tension pulsée dont les alternances successives ont des amplitudes différentes.

Après avoir fait cette expérience, supprimons la résistance de 15.000 ohms mise en série avec un demi-secondaire et continuons notre série de mesures en étudiant l'effet, sur la tension redressée, d'un condensateur — de capacité relativement faible — branché en parallèle sur la sortie du redresseur.

Branchons donc, en parallèle sur la résistance de charge de 50 000 ohms (figure 6), un condensateur C de 0,5 µF, 400 volts. L'amplitude du ronflement observé au point B diminuera considérablement et la composante alternative prendra une forme en dents de scie, comme le montre la **figure 8-A**.

Quand un condensateur est branché en parallèle sur la résistance de charge d'un redresseur, il se charge pendant les crêtes de tension et se décharge lentement à travers la résistance de charge pendant le temps où la tension du signal pulsé est faible. En conséquence, on doit s'attendre à ce que le courant qui passe dans le condensateur et la résistance de charge ait une forme d'onde comportant des impulsions assez étroites.

Comme nous le savons, pour observer sur l'écran d'un osciloscope la forme d'onde d'un courant, il faut brancher en série avec le circuit que l'on veut étudier une résistance de faible valeur ohmique et recueillir la différence de potentiel présente à ses bornes. C'est ainsi que, pour voir le courant de charge passant dans le circuit d'utilisation, il suffit de relier l'entrée verticale de l'oscilloscope au point D (figure 6). La forme de la tension visible sur l'écran est alors semblable à

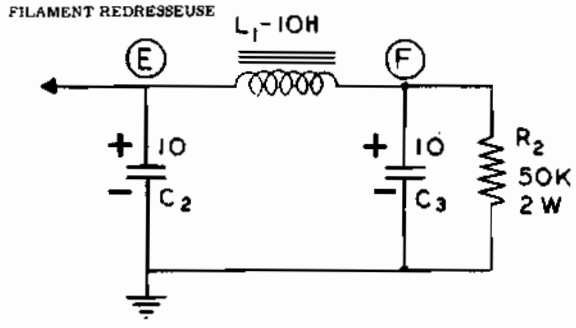


Fig. 9 - Circuit de filtrage constitué par une bobine de filtre et deux condensateurs. En E, on peut observer la forme de la tension d'entrée et, en F, celle de la tension de sortie.

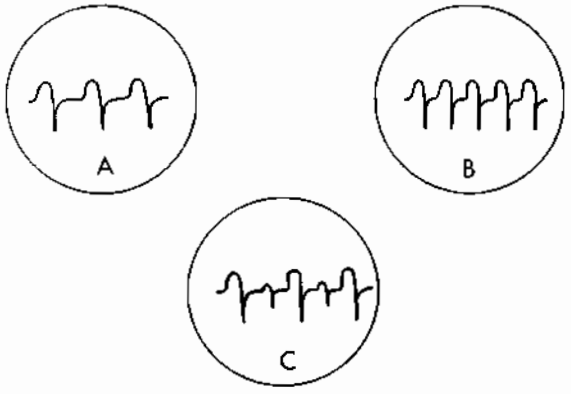


Fig. 10 - Formes d'onde typiques relevées à l'entrée du filtre de la figure 9 (point E). En A, redressement des deux alternances. En C, déséquilibre entre les deux redresseuses.

celle de la figure 8-**B**, ce qui confirme bien nos déductions basées sur un raisonnement purement théorique

Analyse des circuits de filtrage

Considérons à nouveau le montage de la figure 6. Pour filtrer la tension pulsée présente à la sortie — c'est-à-dire pour réduire au maximum l'amplitude de la composante alternative de cette tension — il faut brancher, à la place de la charge constituée par R_2 et C_1, un filtre comportant deux condensateurs électrolytiques de 10 µF et une inductance de filtre de 10 H. Le schéma d'un tel filtre est donné sur la **figure 9**. Comme on le voit, dans ce cas, la résistance de charge a été transférée à la sortie du filtre. Le point **E** (entrée du filtre) doit être à un côté du filament (ou à la cathode) de la valve redresseuse (point **B** de la figure 6).

Par la méthode habituelle, déjà employée plus haut, on peut observer la forme d'onde du signal présent soit à l'entrée (point **E**), soit à la sortie (point **F**) du filtre et cela aussi bien dans le cas du redressement d'une seule alternance, que dans celui du redressement des deux alternances. Si nous branchons l'entrée verticale de l'oscilloscope au point E, nous obtiendrons, dans le cas du redressement d'une seule alternance, une image semblable à celle de la **figure 10-A** (rappelons que le redressement d'une seule alternance peut être obtenu avec le montage de la figure 6 en interrompant le circuit au point A). Dans le cas où les deux alternances sont redressées, c'est une image du type de celle représentée sur la figure 10-**B** que nous verrons sur l'écran de l'oscilloscope; elle est semblable à celle de la figure précédente mais la fréquence est deux fois plus grande. Par contre, si les deux sections de la valve redresseuse sont déséquilibrées (ce que l'on peut réaliser artificiellement en branchant à nouveau la résistance de 15 000 ohms en série avec une des plaques), on obtiendra la forme d'onde de la figure 10-**C**, qui montre nettement qu'une des alternances redressées a une amplitude plus faible que l'autre.

Arrivé à ce stade de notre étude, nous devons remarquer qu'il existe une différence considérable entre les formes d'onde de la figure 10 et celles de la figure 7. Les tensions représentées sur la figure 7 ont été observées sans aucun dispositif de filtrage à la sortie du redresseur et, en particulier, sans condensateur de valeur élevée aux bornes de sortie. En conséquence, la tension pulsée varie depuis la valeur zéro jusqu'à la tension maximale délivrée par le secondaire du transformateur.

Quand, au contraire, le signal est recueilli à l'entrée d'un filtre comportant une capacité de valeur élevée (point **E** de la figure 9), on remarque que le condensateur C_2 se charge pendant les crêtes positives de la tension pulsée, ce qui rend moins abrupte la partie ascendante du signal, puis, ensuite, il se décharge à travers l'inductance et la résistance de charge pendant la partie descendante de l'alternance. Nous avons déjà examiné le principe de fonctionnement d'un tel filtre précédemment. Nous voulons toutefois rappeler, encore une fois, que la capacité du condensateur d'entrée du filtre étant de valeur élevée, celui-ci ne peut se décharger complètement pendant la partie descendante de l'alternance; en conséquence, la tension ne descend plus à zéro, mais seulement jusqu'à une certaine valeur positive proportionnelle à la capacité du condensateur. Ainsi, dans ce cas (formes d'onde de la figure 10), il ne sagit plus de tensions pulsées, mais d'une tension continue à laquelle s'ajoute une composante alternative plus ou moins importante. C'est la composante alternative que l'on voit sur l'écran de l'oscilloscope et le calcul théorique de la composante continue, peut se faire par la méthode exposée dans précédente leçon.

C'est pourquoi, si l'on dispose d'un oscilloscope dont la bande passante de l'amplificateur vertical s'étend jusqu'au continu, nous pouvons, comme cela a été dit dans la leçon précédente, observer sur l'écran du tube cathodique aussi bien composante continue que la composante alternative; dans ce cas, il est donc facile de calculer le taux de ronflement de la tension redressée. Naturellement, pour cette mesure, l'interrupteur

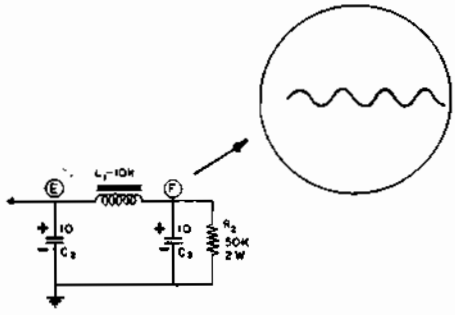


Fig. 11 - Composante alternative résiduelle subsistant à la sortie du filtre de la figure 9 (point F).

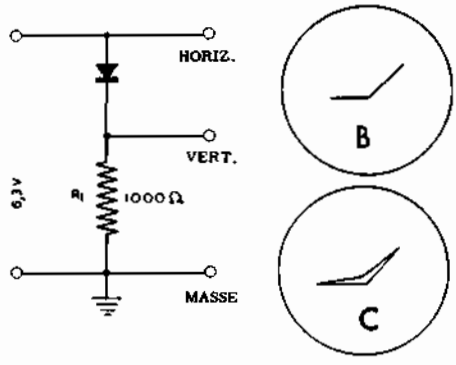


Fig. 12 - Relevé de la courbe caractéristique courant-tension d'une diode au germanium. B et C sont les images obtenues pour un fonctionnement normal.

CC-CA sera mis dans la position CC et l'on ajustera convenablement la commande de centrage vertical.

Maintenant nous pouvons faire un pas en avant et observer la tension recueillie à la sortie du filtre, c'est à dire au point F de la figure 9. On voit alors que la composante alternative est de la forme représentée sur la **figure 11** et que sa tension de crête à crête a fortement diminué. Si le filtre a été convenablement calculé et si tous ses éléments sont de bonne qualité, le nivellement de la tension redressée doit être presque parfait. Toutefois en poussant au maximum la sensibilité de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope et en plaçant, cette fois, l'interrupteur sur la position CA, on pourra toujours observer la seule composante alternative qui, généralement, sera de forme sensiblement sinusoïdale.

La présence d'un fort ronflement résiduel à la sortie du filtre dénote toujours un mauvais fonctionnement de la cellule de filtrage, dont la cause peut résider dans un condensateur électrolytique défectueux ou un fonctionnement irrégulier de la valve redresseuse. Dans ces deux cas, on constatera également une forte diminution de la tension continue redressée.

CARACTERISTIQUES DES TUBES ELECTRONIQUES ET DES SEMI-CONDUCTEURS

Parmi les différentes mesures à exécuter sur les composants des circuits électroniques, il en est peu qui soient aussi compliquées et aussi longues que celles nécessaires au relevé des courbes caractéristiques des tubes, diodes au germanium ou transistors, si on utilise les méthodes traditionnelles. L'oscilloscope, par contre, permet une très grande simplification du travail et dans un minimum de temps donne la réprésentation directe des courbes caractéristiques sur l'écran du tube cathodique avec une bonne précision.

Ce paragraphe sera consacré aux principes généraux de cette technique. Ensuite, nous appliquerons successivement celle-ci au cas des diodes au germanium et à certains types de tubes (diodes, triodes et pentodes).

Comme nous le savons, presque tous les genres de courbes caractéristiques et non seulement celles relatives aux diodes au germanium et aux tubes s'obtiennent en considérant les variations réciproques de deux grandeurs électriques, ces deux grandeurs étant portées sur deux axes rectangulaires, l'une en abscisses, l'autre en ordonnées. La méthode la plus facile à utiliser pour tracer une courbe consiste à faire varier d'une manière continue l'une des deux grandeurs — celle portée en abscisses — et de mesurer en un certain nombre de points situés dans l'intervalle de cette variation, au moyen d'un appareil approprié, les valeur correspondantes prises par la grandeur figurant en ordonnées.

Nous obtiendrons ainsi une série de points qui, une fois réunis entre eux par un trait continu, formeront la courbe caractéristique. Naturellement, plus le nombre de lectures sera élevé, plus nombreux seront les points de la courbe à tracer et, en conséquence, moins grande sera l'erreur pouvant être commise en réunissant tous ces points entre-eux. Nous avons déjà rencontré plusieurs fois des exemples d'opérations de ce genre au cours de nos leçons précédentes.

De ce que nous venons de dire il est facile de conclure que l'oscilloscope est un instrument convenant parfaitement à une représentation instantanée et très précise de n'importe quel type de courbe caractéristique. En effet, la trace qui se dessine sur l'écran est constituée par une infinité de points dont les distances aux axes verticaux et horizontaux sont fonction des tensions appliquées respectivement aux entrées verticale et horizontale. Ainsi, si l'on peut transformer les deux grandeurs qui nous intéressent et dont on veut obtenir la courbe représentative de leurs variations en tensions électriques, il suffira d'appliquer ces tensions, convenablement synchronisées, aux entrées verticale et horizontale d'un oscilloscope, pour obtenir le tracé de la courbe caractéristique désirée sur l'écran fluorescent.

Nous avons donné un exemple de cette technique dans la précédente leçon, à propos de la courbe de réponse (ou de sélectivité) d'un circuit accordé, relevée sur un oscilloscope au moyen d'un générateur modulé en fréquence (wobulateur). Dans cette mesure la gran-

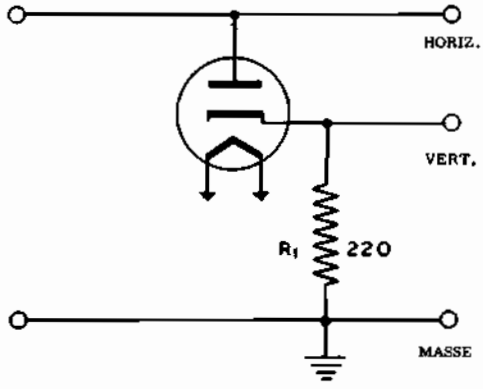


Fig. 13 - Vérification des caractéristiques d'une diode à vide au moyen de l'oscilloscope. On a indiqué les branchements de l'appareil.

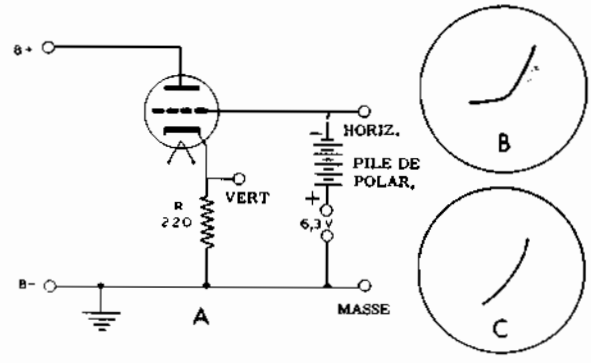


Fig. 14 - Relevé des courbes caractéristiques de grille d'une triode. Les images B et C ont été obtenues pour des tensions de polarisation différentes.

deur électrique représentée sur l'axe horizontal était la fréquence, celle représentée sur l'axe vertical étant la tension recueillie à la sortie du circuit.

Lorsque la fréquence de variation de la tension appliquée au canal horizontal de l'oscilloscope est très basse (c'est le cas se produisant très souvent dans les mesures de laboratoire où l'on recherche une grande précision du tracé, car plus une valeur donnée varie rapidement, plus grande est l'imprécision qui en résulte), il faut utiliser un tube cathodique pourvu d'un écran à grande persistance de telle sorte que la trace produite par le point lumineux reste visible pendant plusieurs secondes. En outre, il est indispensable que les deux amplificateurs laissent passer le courant continu puisque les variations des tensions se font très lentement.

Diodes à semi-conducteurs

Le montage de la **figure 12** convient au relevé de la courbe caractéristique courant-tension d'une diode au germanium, des types OA70 ou OA85 par exemple. Une résistance de 1 000 ohms est branchée en série avec la diode et une tension alternative de 6.3 volts, 50 Hz est appliquée aux bornes de l'ensemble (cette tension est fournie par le secondaire « filaments » d'un transformateur d'alimentation).

Pour obtenir une déviation verticale proportionnelle à la tension appliquée à la diode, l'entrée horizontale de l'instrument est reliée directement à la source de tension comme le montre la figure 12.

Le courant passant dans le circuit produit une chute de tension aux bornes de la résistance de 1 000 ohms placée en série avec la diode. Cette tension est proportionnelle à l'intensité du courant redressé et sa polarité dépend du sens du courant. La tension ainsi recueillie aux bornes de la résistance R_1 est appliquée à l'entrée verticale de l'oscilloscope ce qui donne une déviation verticale proportionnelle à l'intensité du courant redressé. Dans cette mesure, comme dans toutes celles qui vont suivre et qui sont du même genre, le générateur interne de balayage horizontal devra être mis hors service.

Si la diode fonctionne correctement la courbe obtenue sur l'écran du tube cathodique est généralement de la forme représentée sur la figure 12-**B**. La partie horizontale correspond aux alternances négatives pour lesquelles aucun courant ne peut passer dans la diode, tandis que la partie ascendante représente l'intensité croissante du courant dû aux alternances positives de la tension appliquée. Comme on le remarquera dans le cas figuré ici, l'intensité du courant augmente lorsque la tension appliquée augmente. Elle pourrait tout aussi bien diminuer, c'est-à-dire augmenter dans le sens négatif, dans le cas où la diode serait branchée en sens inverse dans le circuit.

Si l'amplificateur horizontal de l'oscilloscope introduit un léger déphasage, il peut arriver que l'on obtienne une trace dédoublée, comme celle de la figure 12-**C**. Ceci ne signifie nullement que la diode est défectueuse ou que le montage est erroné; de même, ce défaut ne peut nous tromper sur l'interprétation de la courbe, si nous en connaissons la cause.

Tubes: diodes.

La **figure 13** montre le montage à réaliser pour le relevé des courbes caractéristiques d'une diode à vide, donnant l'intensité du courant en fonction de la tension appliquée sur l'anode. Etant donné que la résistance interne d'une diode est généralement peu élevée, la résistance R_1 en série avec la cathode devra être de faible valeur ohmique. D'ailleurs, cette résistance R_1 n'est introduite dans le circuit que pour permettre de recueillir à ses bornes une tension proportionnelle à l'intensité du courant passant dans la diode, et nous savons que les résistances insérées pour exécuter des mesures d'intensité doivent être de faibles valeurs ohmiques pour ne pas altérer les caractéristiques propres du circuit.

La courbe caractéristique d'une diode peut être relevée en utilisant soit une diode classique, la 6AL5 par exemple, soit en branchant en diode une triode ou une pentode, ce que l'on peut faire en reliant les grilles à la plaque. De toute façon, il faut que la tension néces-

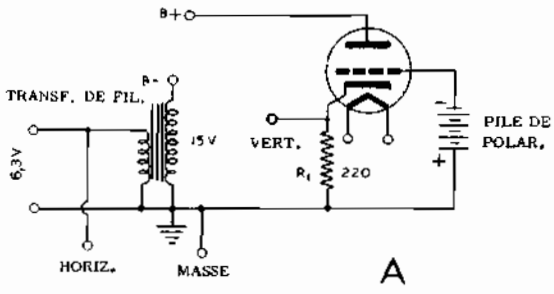


Fig. 15 A - Montage pour relever la caractéristique de plaque d'une triode. La polarisation de grille est fixe et la tension plaque est fournie par une tension continue branchée en série avec une source de tension alternative (secondaire du transformateur).

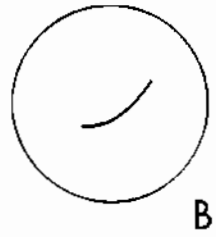


Fig. 15 B - Courbe typique de la caractéristique de plaque d'une triode, relevée avec le montage de la figure 15 A.

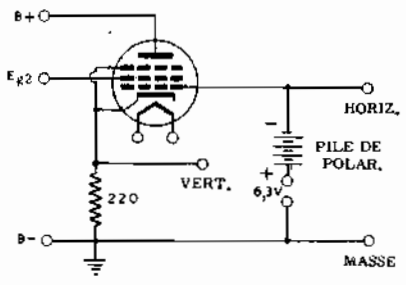


Fig. 16 - Montage permettant de relever la courbe caractéristique de grille d'une pentode. Dans ce cas, une tension alternative (6,3 V) est appliquée en série avec la polarisation de la grille de commande.

saire au chauffage du filament soit indépendante de celle appliquée sur la plaque; il faut donc disposer d'un transformateur pourvu de deux secondaires basse tension (6.3 V) isolés entre-eux ou se servir de deux transformateurs séparés.

La courbe caractéristique d'une diode à vide est semblable à celle de la diode au germanium (figure 12-B). Une variante intéressante de la mesure décrite ci-dessus s'exécute en superposant à la tension alternative appliquée sur l'anode une tension continue dont le pôle positif est relié au circuit plaque. On obtient ainsi la courbe de réponse de la diode en courant pulsé.

Tubes: triodes et pentodes

En ce qui concerne les triodes, nous savons déjà que l'on peut avoir deux types fondamentaux de courbes caractéristiques. Dans l'un on relève l'intensité du courant anodique en fonction de la tension appliquée sur la grille tandis que l'autre nous montre les variations de l'intensité du courant anodique en fonction de la tension appliquée sur la plaque. Ces deux types de courbes caractéristiques ne sont pas absolument indépendants l'un de l'autre, étant donné que dans le premier cas on tient compte de la tension appliquée sur la plaque (tension que l'on s'efforce de maintenir constante pendant les mesures) tandis que dans le second on fixe également une tension de grille (polarisation). On peut donc tracer dans les deux cas toute une famille de courbes caractéristiques, chaque courbe étant obtenue en assignant une valeur déterminée soit à la tension de plaque, soit à la tensoin de grille. Il est clair que si nous disposons de l'une de ces deux familles de courbes nous avons à notre dispositions toutes les valeurs nécessaires pour dessiner l'autre.

Ces deux types de courbes peuvent être tracées sur l'écran d'un oscilloscope en employant des montages convenables. C'est ainsi que celui représenté sur la **figure 14-A** permet de relever la caractéristique de grille (courant anodique en fonction de la tension appliquée sur la grille). La tension de grille, constituée par une polarisation négative fixe à laquelle on superpose une tension alternative de 6.3 V, est appliquée à l'entrée horizontale de l'oscilloscope. A l'entrée verticale on injecte la tension recueillie aux bornes de la résistance placée dans le circuit cathodique de la triode; cette tension est proportionnelle au courant passant dans la lampe. La forme exacte de la courbe ainsi obtenue dépend des constantes du circuit et plus particulièrement de la tension de polarisation et de la tension anodique +B. Par exemple, si la polarisation fixe est de —9 V, on verra la courbe caractéristique de la figure **14-B**, avec une pentode 6SJ7 branchée en triode. Si, pour cette même lampe, on ramène la tension de polarisation à —1.5 V seulement, on obtient la courbe de la figure **14-C**.

Comme nous l'avons déjà dit précédemment, en donnant toutes les valeurs possibles à la tension plaque +B on peut obtenir toute une famille de courbes caractéristiques. Par contre, en faisant varier la tension de polarisation on n'obtient pas une nouvelle courbe mais une portion différente d'une même courbe. Ainsi donc, pour avoir tous les renseignements nécessaires sur le fonctionnement d'un tube, il faut considérer successivement une série de valeurs fixes pour +B et tracer, pour chacune d'elles, une courbe caractéristique en faisant varier la tension de polarisation. Une tension de polarisation variable peut être facilement obtenue au moyen d'une pile aux bornes de laquelle on branche un potentiomètre. Le pôle positif de la pile est relié à la masse du montage tandis que le curseur du potentiomètre est relié à la grille de la lampe.

Le montage de la **figure 15-A** sert à relever les courbes caractéristiques d'anode, c'est à dire la variation de l'intensité anodique en fonction de la tension appliquée sur l'anode du tube. Dans cette mesure la polarisation de grille est fixe et la tension anodique se compose d'une tension continue fixe +B à laquelle on superpose une tension alternative de 115 V environ, obtenue au moyen d'un transformateur élevateur de tension branché sur la tension filament, 6.3 V. L'entrée horizontale de l'oscilloscope est reliée au 6.3 V ce qui donne un balayage synchronisé avec les variations de la tension anodique tandis que l'entrée verticale est re-

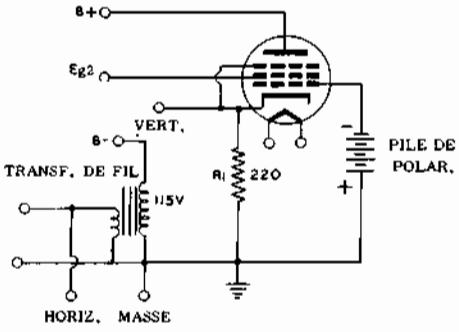


Fig. 17 A - Montage à réaliser pour observer la courbe caractéristique de plaque d'une pentode. La composante alternative (115 V) est, cette fois, en série avec la tension anodique continue.

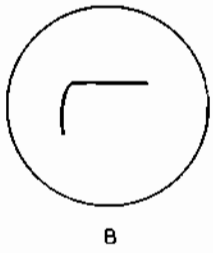


Fig. 17 B - Courbe caractéristique de plaque d'une pentode 6 SJ7 polarisée à —1,5 volts.

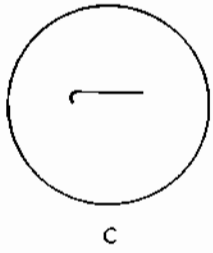


Fig. 17 C - Courbe caractéristique de cette même pentode mais avec une polarisation de —9 volts.

liée aux bornes de la résistance de cathode.

Les diverses transformations de tension alternative (du secteur à 6.3 V. puis de 6.3 V a 115 V environ) sont nécessaires car si nous appliquions directement la tension du secteur sur la plaque du tube nous ne pourrions avoir une tension de 6,3 V. nécessaire au balayage horizontal en phase avec la tension alternative (115 V) appliquée en série avec la tension anodique.

Cette fois encore. la forme de la courbe caractéristique dépend des constantes du circuit et si nous faisons varier la tension de polarisation de la lampe nous obtiendrons toute une famille de courbes. La figure 15-**B** donne un exemple typique de courbe caractéristique de plaque. Dans cette mesure il est inutile de faire varier la tension anodique +B pour tracer une courbe complète. En effet. avec une tension anodique continue de 150 V par exemple. à laquelle on superpose une tension alternative de 115 V eff., la tension anodique réelle va varier de 0 à 300 volts environ, ce qui permet une exploration totale de la zone d'utilisation pratique d'un tube de réception.

Les pentodes tout comme les triodes présentent également deux types différents de courbes caractéristiques. Toutefois dans une pentode la tension anodique n'a, dans certaines limites, que peu d'influence sur l'intensité du courant anodique; en conséquence. les courbes caractéristiques de plaque ont tendance à avoir une longue portion horizontale ou presque. En outre. la présence de la grille-écran et de la grille de suppression complique le problème car les tensions appliquées sur ces deux électrodes peuvent également varier. ce qui donne non plus une famille mais une véritable série de familles de courbes caractéristiques de plaque et de caractéristiques de grille.

Pour simplifier les mesures — et également parce que cela est normal dans la majorité des montages pratiques — la grille de suppression est maintenue à un potentiel fixe. plus précisément à celui de la cathode. La tension appliquée sur la grille-écran, bien que devant être maintenue à une valeur fixe pendant le relevé de chaque groupe de courbe. doit pouvoir être rendue variable. au moyen d'un potentiomètre ou d'un diviseur de tension. pour observer son effet sur les conditions générales de fonctionnement de la lampe.

La **figure 16** montre le montage pouvant être employé pour le relevé des courbes caractéristiques de grille d'une pentode. Il est identique à celui utilisé pour les triodes. exception faite d'une tension positive supplémentaire (Eg2) appliquée sur la grille-écran. Il est bon que cette tension Eg2 soit indépendante de la tension anodique pour éviter que les variations de la tension plaque ne se répercutent sur l'écran. En effectuant cette mesure on pourra remarquer que. contrairement à ce qui se produit avec une triode. les variations de la tension anodique n'ont que peu d'influence sur la courbe caractéristique de grille. Par contre. l'allure de cette courbe varie considérablement si l'on fait varier la tension appliquée sur la grille-écran.

Pour relever les courbes caractéristiques de plaque. on doit employer le montage de la **figure 17-A**. Il est semblable à celui utilisé pour les triodes avec adjonction d'une tension positive pour la grille-écran. Les observations du paragraphe précédent relatives aux valeurs et à l'indépendance des tensions de grille et de plaque restent valables. Pour obtenir une famille de courbes on peut faire varier progressivement la tension de polarisation de la grille de commande ce qui donne une courbe différente pour chacune de ces tensions. La figure 17-**B** montre la courbe obtenue avec une tension de polarisation de —1.5 V sur la grille de commande d'une pentode 6SJ7; sur la figure 17-**C** la tension de polarisation a été portée à —9 volts. Comme nous l'avons souligné plus haut. la partie horizontale de la courbe caractéristique indique que dans cette zone l'intensité du courant anodique est pratiquement indépendante de la tension appliquée sur la plaque.

Dans cette mesure on peut introduire un élément variable supplémentaire: la tention de grille-écran. A chaque courbe de la famille précédente correspond toute une série de courbes obtenues on donnant différentes valeurs à la tension de la grille-écran. On obtient ainsi une **série** de familles. dont chaque courbe dépend des valeurs (paramètres) des tensions appliquées sur la grille-écran et sur la grille de commande.

Leçon n° 101

CONSTRUCTION D'UN OSCILLOSCOPE DE 5 POUCES

3ème PARTIE

UTILISATION

UTILISATION. L'utilisation d'un oscilloscope et de ses commandes est très simple une fois compris les principes de base.

Les commandes peuvent être réparties en deux groupes selon leurs fonctions spécifiques.

Deux boutons. INTEN. et FOCUS. commandent la qualité des oscillogrammes. La commande INTEN. règle la brillance et la commande FOCUS règle la netteté du spot sur l'écran de l'oscilloscope.

Deux boutons. VERT. POS. et HOR. POS., commandent la localisation du spot sur l'écran. Le bouton VERT. POS. déplace le spot vers le haut ou vers le bas; le bouton HOR. POS. est utilisé pour déplacer le spot à droite ou à gauche.

Le bouton HOR. GAIN fait varier la largeur de l'oscillogramme sur l'écran.

Deux boutons, VERT. GAIN et VERT. INPUT, commandent la hauteur de cet oscillogramme. Le bouton PHASE commande la variation de phase de la tension ligne-fréquence et est utilisé pour le balayage LINE (LINE. SW.).

Trois boutons HOR/FREQ. SELECTOR, FREQ. VERNIER et EXT. SYNC. AMPLITUDE commandent le fonctionnement du générateur de balayage. Les boutons HOR/FREQ. SELECTOR et FREQ. VERNIER permettent la sélection du taux de balayage fournissant un oscillogramme correct.

Le bouton EXT. SYNC. AMPLITUDE fonctionne seulement sur synchronisation externe pour ajuster la tension d'entrée au circuit de synchronisation.

Le commutateur HOR/FREQ. SELECTOR a également les fonctions suivantes: EXT. INPUT: la douille HOR. INPUT est directement reliée à la grille d'entrée du système amplificateur horizontal. Le générateur de balayage ne fonctionne pas et le balayage extérieur peut être appliqué aux bornes.

LINE SW.: la tension de fréquence de ligne, mise en phase par la commande PHASE, est appliquée au système amplificateur horizontal. Le balayage ainsi appliqué à l'amplificateur a une forme sinusoïdale.

PRESETS 1 et 2: des fréquences souvent utilisées en balayage horizontal (telles les fréquences de balayage d'un récepteur TV) peuvent être préétablies au moyen de réglages au tournevis (d'ajustables) accessibles sur le panneau frontal de l'oscilloscope.

La partie **Réglage** donne des précisions sur ces procédés.

Le commutateur SYNC. SELECTOR fonctionne comme suit, le générateur de balayage étant en marche.

—INT et +INT: le générateur de balayage est synchronisé intérieurement avec le signal appliqué à la douille d'entrée VERT. INPUT.

LINE: Le générateur de balayage est synchronisé avec la fréquence de ligne ou ses harmoniques.

EXT: Le générateur de balayage est synchronisé avec tout signal appliqué à la douille d'entrée EXT. SYNC.

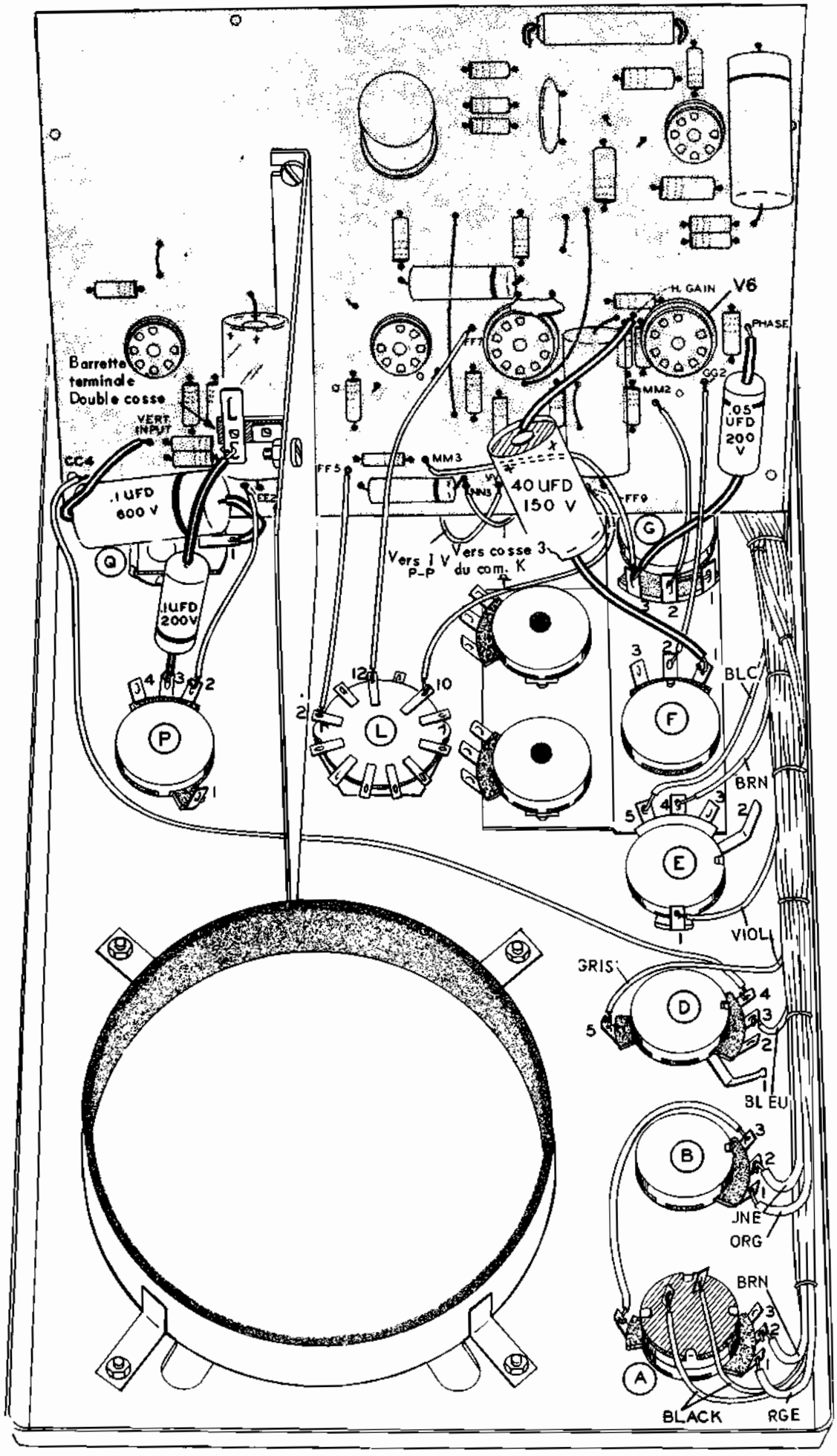
La douille d'entrée 1 volt, crête à crête (1 V. P.P.) fournit une tension pour la totalité du gain de l'amplificateur vertical.

Quand cette tension est appliquée à la borne VERT. INPUT, la commande VERT. GAIN et le commutateur VERT. INPUT sont calculés pour une déflexion verticale donnée et mesurée sur la trame de l'écran; cela devient très simple de déterminer la valeur crête à crête de toute tension inconnue.

Par exemple, une spécification de service se rapporte à une forme d'onde particulière désignant une tension normale crête à crête de 25 volts. Connecter la douille 1 V. P.P. à la douille VERT. INPUT. Avec le commutateur VERT. INPUT sur la position X 10, régler la commande VERT. GAIN pour une déflexion de 2,5 cm sur la trame d'écran. Ne pas toucher de nouveau la commande VERT. GAIN jusqu'à ce que la mesure soit terminée. Enlever la tension de calibrage et appliquer la tension à mesurer à la douille VERT. INPUT. Placer le commutateur VERT. INPUT sur la position X 100. Maintenant, 2,5 cm de déflexion indiquent une tension crête à crête de 10 volts. (Avec le commutateur VERT. INPUT sur la position X 1, il serait indiqué 0,1 volt).

Régler les commandes de balayage pour immobiliser la forme d'onde ainsi que celles de positionnement pour la facilité des mesures. Observer alors que la tension inconnue montre une déflexion crête à crête de 6,25 cm environ, soit 25 volts.

Fig. 7 - Panneau avant vu d'en arrière avec les divers composants et les dernières liaisons.



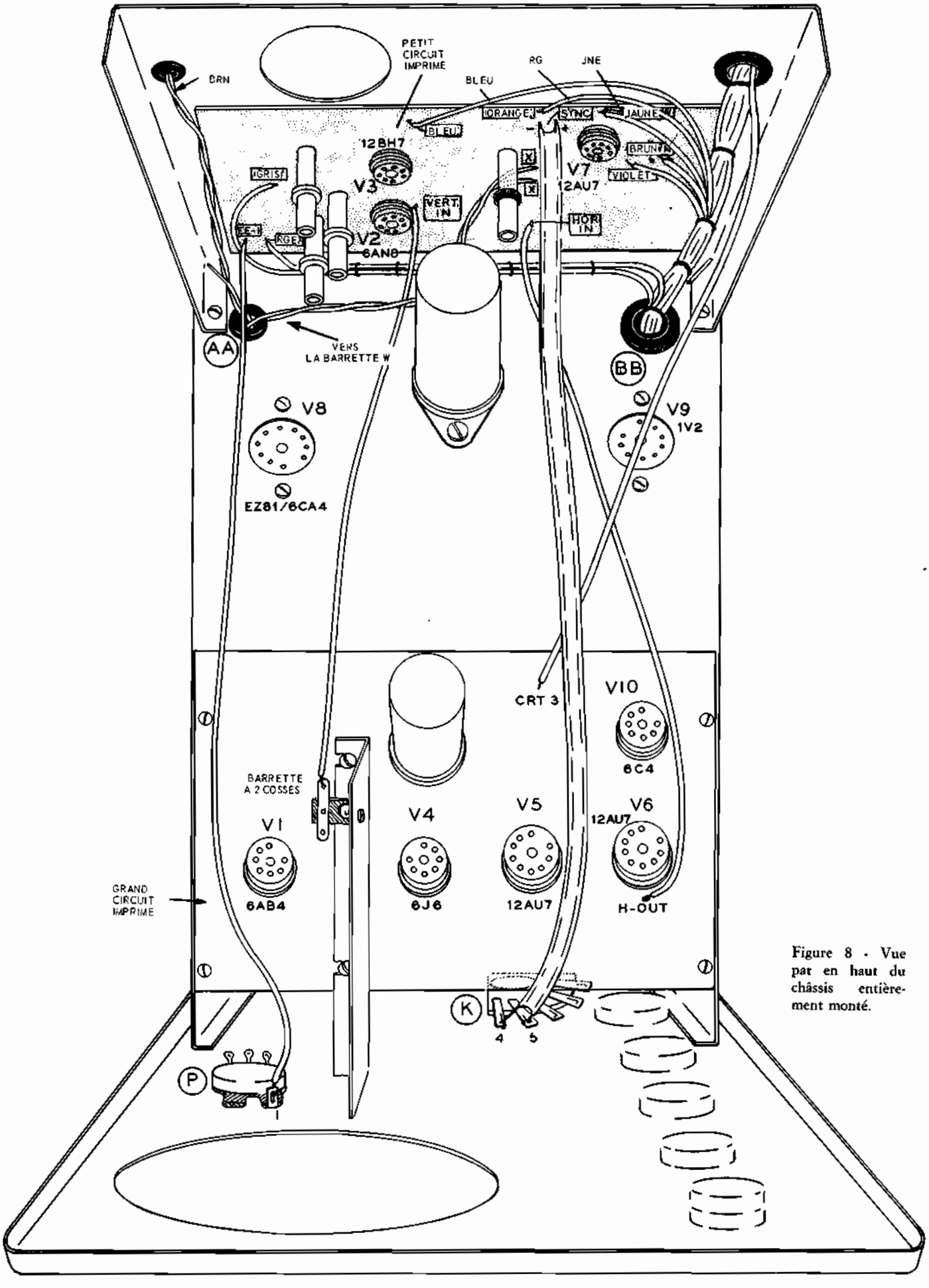


Figure 8 - Vue par en haut du châssis entièrement monté.

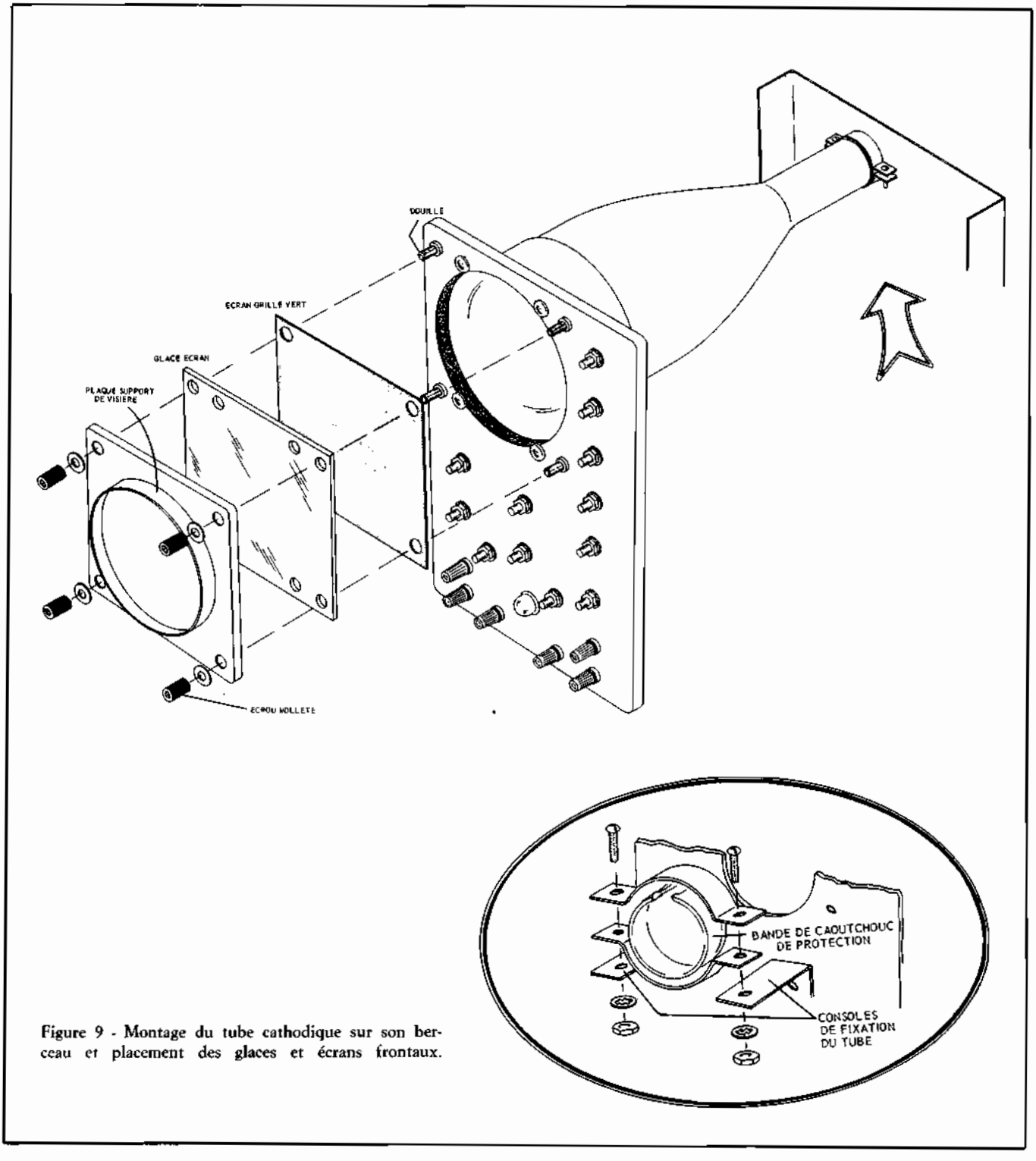


Figure 9 - Montage du tube cathodique sur son berceau et placement des glaces et écrans frontaux.

AJUSTAGES DES COMMANDES DE PREREGLAGE

Le réglage des commandes du PRESET ADJUST peut être fait directement à partir du panneau frontal de l'oscilloscope avec un tournevis, rendant possible le préréglage complet de deux fréquences de balayage horizontal. L'appareil n'a pas besoin d'être sorti de son coffret pour ces deux réglages. La gamme de fréquence de la commande PRESET ADJUST n° 1 est de 10 à 100 Hz, et celle du n° 2 est de 1 000 à 10 kHz. En substituant les valeurs de C 22 ou C 23 aux valeurs de C 17 C18 ou C20, les commandes PRESET peuvent être utilisées pour établir des fréquences déterminées de balayage à toutes les valeurs de la gamme du générateur de balayage.

L'usage le plus courant de cette possibilité est dans la réparation des téléviseurs.

NOTE: Quant on procède à ces réglages, faire attention de ne pas toucher les hautes tensions du téléviseur.

Préréglage n° 1

( ) Relier l'entrée verticale de l'oscilloscope à un point où une forme d'onde est présente dans la partie verticale d'un téléviseur.

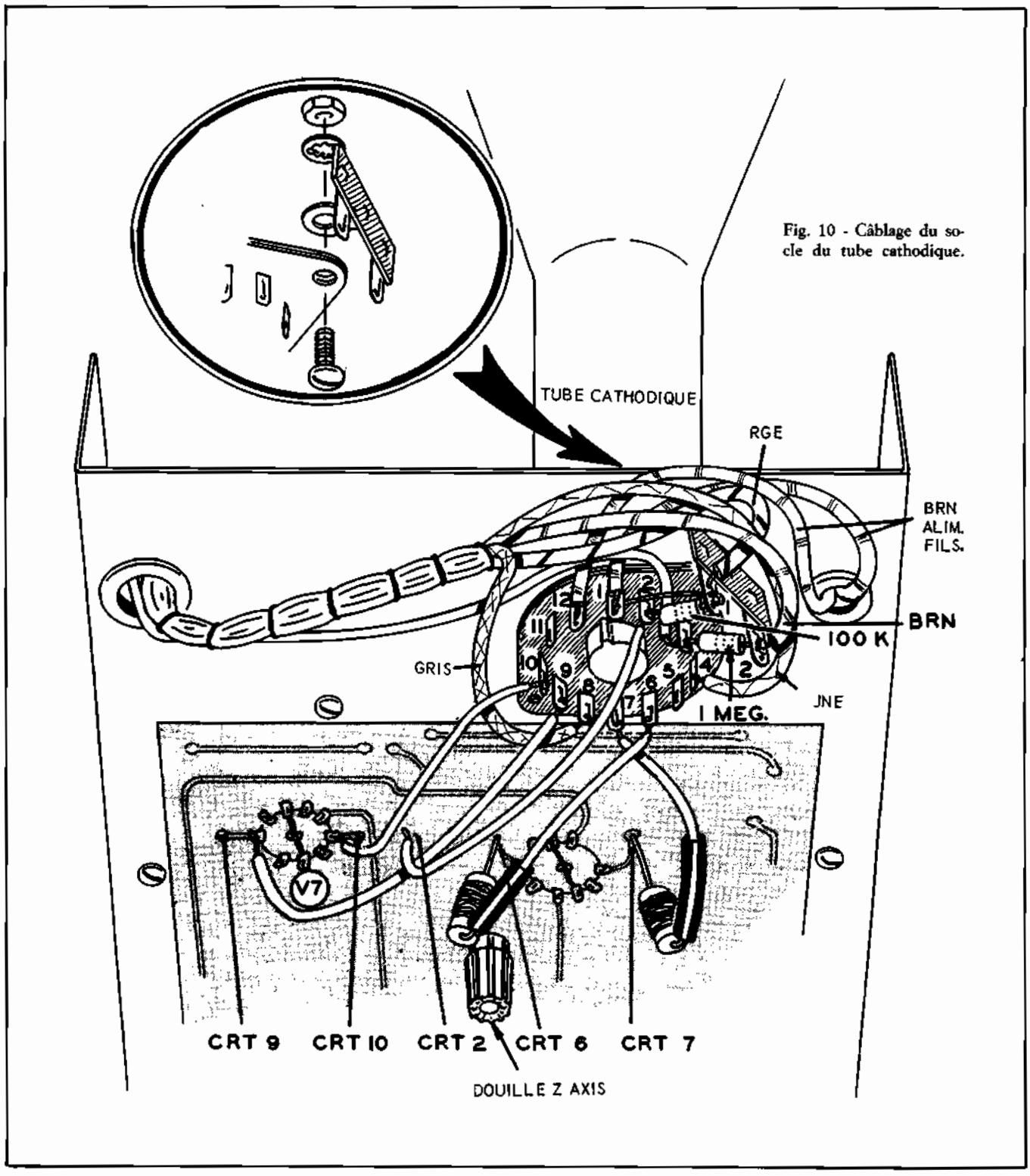


Fig. 10 - Câblage du socle du tube cathodique.

( ) Laisser chauffer suffisamment de temps les deux appareils, puis placer le commutateur SYNC. SELECTOR de l'oscilloscope sur la position EXT. Tourner le HOR/FREQ. SELECTOR vers PRESET 1.

( ) Tourner la commande du PRESET ADJUST n° 1 jusqu'à ce que deux cycles complets apparaissent sur l'oscilloscope. Maintenant contrôler cet accord en bougeant le SYNC. SELECTOR sur la position INT pour stabiliser fermement les formes d'ondes.

Préréglage n° 2

Placer le HOR/FREQ. SELECTOR sur PRESET 2

Tourner en arrière le SYNC SELECTOR sur la position EXT.

( ) Relier l'entrée verticale de l'oscilloscope à un point où une forme d'onde est décelable dans la partie horizontale du téléviseur.

( ) Tourner la commande du PRESET ADJUST n° 2 jusqu'à ce que deux cycles complets de l'onde horizontale apparaissent sur l'oscilloscope.

Maintenant contrôler la stabilité de la forme d'onde en tournant en arrière le SYNC. SELECTOR vers la position INT

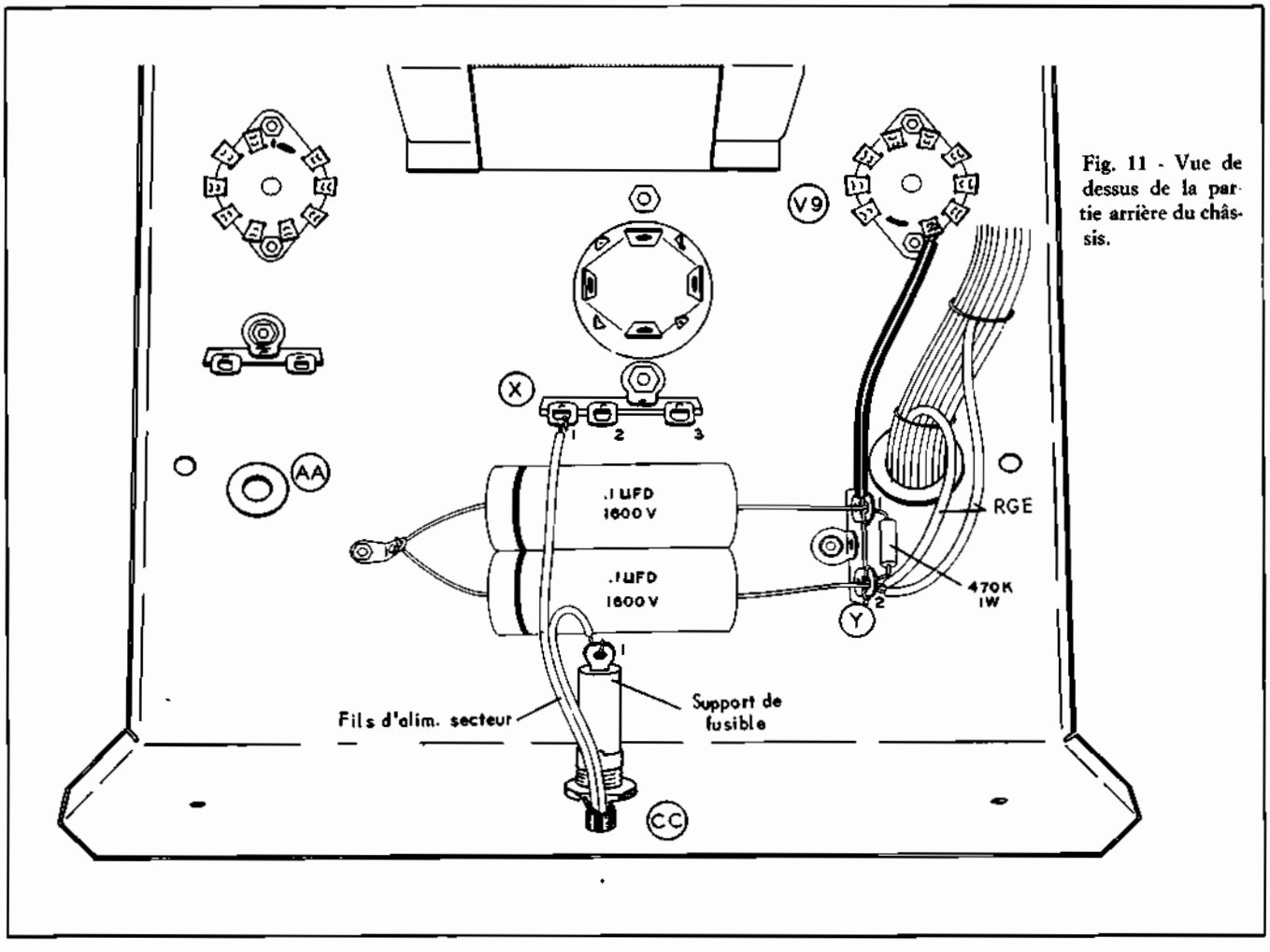


Fig. 11 - Vue de dessus de la partie arrière du châssis.

NOTES SUR L'UTILISATION DE L'OSCILLOSCOPE

Une des particularités saillantes de cet appareil est la facilité avec laquelle le balayage peut être synchronisé avec le signal incident. On remarquera que la commande. EXT. SYNC AMPLITUDE n'a pas d'effet pour tout réglage du commutateur SYNC SELECTOR, sauf sur la position EXT. La commande AMPLITUDE n'est pas nécessaire sur les autres positions, par construction du circuit limiteur de synchronisation. Ce circuit rend la synchronisation facilement réglable avec la commande FREQ. VERNIER.

Les réglages de cette commande peuvent devenir très critiques pour un faible gain vertical et de très hautes fréquences.

Quand on utilise la synchronisation externe, la commande EXT. SYNC. AMPLITUDE doit être placée juste au dessus du plus bas niveau qui donnera la synchronisation désirée.

Au gain maximum, la sensibilité des amplificateurs est très forte. Cependant, sans signal appliqué à l'entrée, des parasites captés peuvent produire des figures sur l'écran. Cela est équivalent au bruit de fond d'amplificateurs BF à gain élevé quand le pickup ou le microphone est débranché. Un tel comportement est une caractéristique normale de l'appareil et ne doit pas influencer son propre fonctionnement.

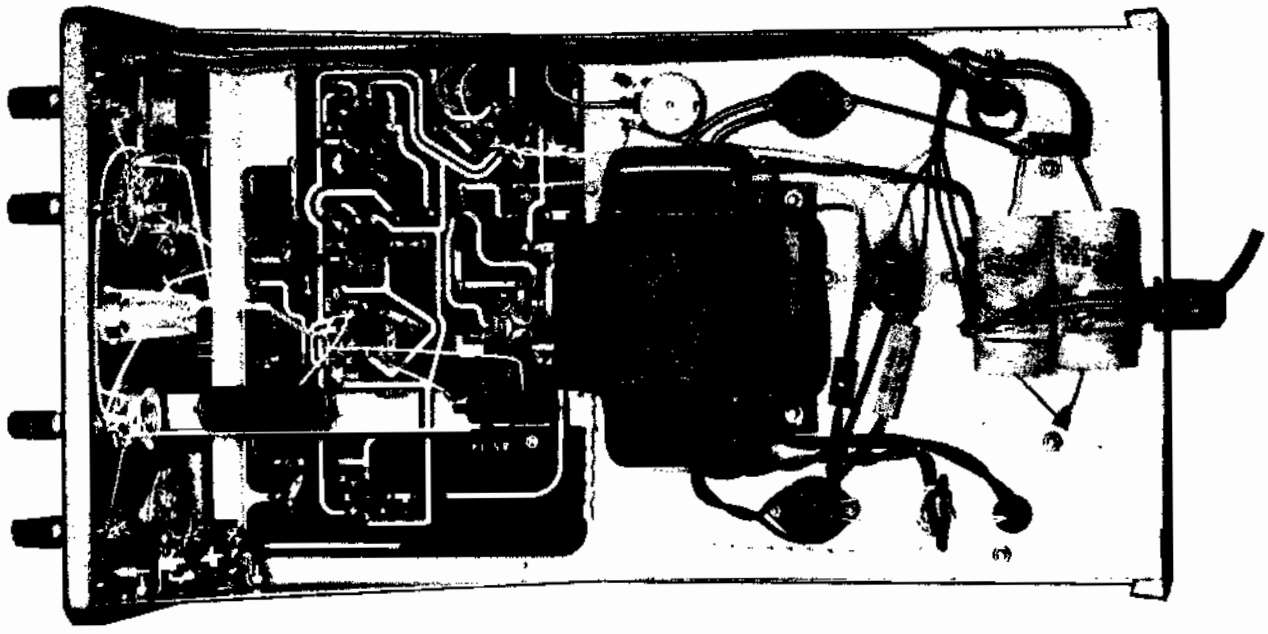
La tension maximum d'entrée non distordue de l'amplificateur vertical ne donne généralement pas de déflexion supérieure à 12,5 cm. Une déflexion maximum de 7.5 cm fournira une utilisation rationnelle de la surface utile de l'écran. Une déflexion verticale supérieure à 7.5 cm produira une distorsion apparente, car la trace apparaît alors dans la partie courbe de l'écran du tube cathodique. Quelques fabricants d'oscilloscope incorporent des circuits limiteurs verticaux ou un cache pour limiter la trace à 7,5 cm, utilisant alors seulement la partie plane du tube et obtenant ainsi une plus grande précision.

A de faibles taux de balayage (30 périodes ou moins) l'écran a une rémanence insuffisante pour fournir une image fixe. Le clignotement résultant est inhérent aux écrans à rémanance moyenne pour de faibles taux de balayage et représente un compromis avec leur capacité de suivre des taux élevés de balayage.

En outre, il y a plusieurs autres effets qui peuvent être remarqués pendant le fonctionnement réel. Toutes les caractéristiques suivantes sont normales pour cette conception de l'oscilloscope et ne doivent pas être prises en considération.

1 - A des taux extrêmes de balayage avec de hautes intensités, quelques tracés de retour, surtout à gauche, sont à prévoir.

2 - Quand on règle le spot minimum, une déflexion du faisceau due aux champs magnétiques externes peut



L'oscilloscope terminé, vue de dessous.

se produire. Cette situation demeurera, même avec les commandes HOR. et VERT. GAIN au minimum. Cela est provoqué par des champs magnétiques produits par un autre appareil électrique à proximité de l'oscilloscope et dont l'étendue est souvent étonnante. Ces champs parasites peuvent être identifiés en observant si la forme du spot, réglé au minimum, semble se modifier avec l'orientation de l'appareil. Pour contrôler, tourner le coffret de l'oscilloscope autour de son axe vertical. Pistolets-soudeurs, moteurs de ventilateurs, transformateurs, régulateurs de tension, lignes à haute tension, sont particulièrement néfastes sous ce rapport. Dans le passé, de telles déviations sont été négligées en raison de la dimension relativement grande du spot qui pouvait alors être réalisée. Aujourd'hui avec les tubes à rayons cathodiques à haute définition, et leurs circuits perfectionnés, l'effet en est beaucoup plus sensible.

3 - La même déflexion magnétique mentionnée ci-dessus peut causer un « souffle » ou ronflement sur toute forme d'onde émise, si le circuit de balayage fonctionne près de la ligne de fréquence ou d'une harmonique de celle-ci. Quoique pas aussi facile à identifier, on peut habituellement repérer cet effet en variant légèrement la vitesse de balayage pour qu'il y ait une période complète en plus ou en moins sur l'écran; le taux du « souffle » changera et peut même être mis en évidence sous la forme d'un double tracé dans certaines conditions.

4 - Pour des fréquences de 1 MHz et au dessus, quelques flous de l'oscillogramme est normal. Avec des fréquences supérieures à 3 MHz, les positions du vernier de fréquence deviennent critiques et on doit apporter un grand soin à ces réglages.

5 - La gamme de positionnement verticale est délibérement limitée à peu près 3,7 cm à partir du centre, tandis que le positionnement horizontal a été étendu à plusieurs fois la largeur de l'écran pour des fréquences normales de balayage. Ce positionnement vertical limité est nécessité pour le maintient des conditions de fonctionnement propre dans l'amplificateur de déflexion verticale et il n'y a pas lieu d'essayer de le corriger

6 - Vous noterez qu'il est impossible de réduire totalement le signal avec la commande de gain vertical. Cela a été fait à dessein afin d'obliger l'utilisateur de l'oscilloscope à réduire le gain avec le commutateur d'entrée verticale et éviter ainsi toute surcharge à l'étage d'entrée verticale. Si vous ne pouvez pas réduire la hauteur de la sinusoïde sur l'écran à un niveau utilisable avec ces commandes, une sonde externe atténuatrice ou un diviseur de tension peuvent être utilisés pour réduire le signal d'entrée.

7 - Une légère surmodulation en effet de cloche peut se manifester pour des fréquences de 100 kHz et au dessus avec des signaux carrés à l'entrée. Cet effet ne doit pas dépasser 10%. Cependant puisque des générateurs de signaux carrés ont tendance à créer cette condition eux-même, contrôler la sinusoïde de sortie de votre générateur.

8 - Comme les taux de balayage sont particulièrement augmentés au dessus de 200 kHz, une réduction bien nette dans l'amplitude de balayage disponible sera observée. C'est une fonction de la réponse en fréquence à chute rapide de l'amplificateur horizontal et est parfaitement normale. Aux taux maximum de balayage, au moins 10 cm de déflexion horizontale doivent être obtenus avec un gain horizontal au maximum. N'oubliez pas que dans ces conditions le générateur de balayage fonctionne dans des bandes de fréquence de radiodiffusion et peut être entendu sur les récepteurs de radio avoisinants.

9 - Pour des réglages à intensité réduite et à faible vitesse de balayage, une certaine modulation d'intensité de la trace peut être observée. Ce phénomène est normal et peut être éliminé per une légère augmentation de l'intensité de la trace.

10 - En manipulant les commandes de positionnement, vous observerez un « spot mort » à peu près au

centre de rotation; c'est-à-dire que la position du spot ne change pas même si la commande est tournée de plusieurs degrés. Cela est tout à fait normal et est causé par le curseur de la commande passant sur la prise de l'élément de résistance. A cette prise aucun changement de valeur de résistance n'intervient, donc le spot ne change pas de place.

11 - Quelque variation de la mise au point peut être observée à l'extrême droite de la trace. Cela n'indique pas une défaillance du tube cathodique; elle est causée en partie par le dispositif de l'amplificateur et est un compromis voulu entre la sensibilité et la largeur de bande, laquelle ne doit interférer en aucune façon avec le fonctionnement normal de l'oscilloscope.

12 - Si l'oscilloscope fonctionne avec une largeur de balayage horizontal totale, de 10 cm par exemple, et si le réglage HOR. GAIN est augmenté pour donner une largeur beaucoup plus grande de balayage, l'intensité apparente de la trace sera réduite. Cela est causé par le fait que l'intensité de trace est inversement reliée aux taux d'enregistrement du faisceau d'électrons. Si la largeur de balayage est augmentée ce taux augmente aussi et l'intensité diminuera. Si les tensions correctes sont disponibles aux bornes du tube cathodique et qu'une intensité normale soit constatée sous un éclairage ambiant avec une largeur de balayage totale de 12.5 cm, votre oscilloscope fonctionne normalement. Pour une largeur de balayage supérieure à cela, l'intensité de la trace sera réduite.

APPLICATIONS DE L'OSCILLOSCOPE

L'oscilloscope à tube cathodique est un des appareils les plus souples. Il est seul en son genre à avoir la possibilité de mesurer des quantités électriques de base et, ce qui est plus important, de montrer les relations entre trois de ces quantités à la fois. Il peut également comparer une ou deux variables par rapport à une référence de temps déterminée. Donc il peut indiquer des caractéristiques comme la fréquence, les relations de phase et les formes d'onde.

En utilisant des dispositifs supplémentaires, appelés transducteurs, une grande variété d'autres propriétés physiques peuvent être étudiées avec l'oscilloscope. Les transducteurs sont utilisés pour convertir le son, la chaleur, la lumière, la force ou le mouvement physique en impulsions électriques. Ces impulsions peuvent être étudiées en les faisant apparaître sur l'écran d'un oscilloscope.

Dans la leçon n° 100 nous avons illustré les principes d'application de l'oscilloscope. Par la même occasion, nous rappelons aux lecteurs que l'utilisation majeure de la plupart des oscilloscopes est probablement l'étude des variations périodiques ou transitoires d'une quantité électrique. Puisque l'oscilloscope est un appareil fonctionnant en mesureur de tension, ces variations doivent être d'abord converties en différences de tensions.

C'est une pratique commune d'appliquer le signal à l'entrée verticale de l'oscilloscope. Au moyen d'atténuateurs ou d'amplificateurs, cette tension est créée pour déplacer le faisceau électronique du tube cathodique. En même temps, le faisceau est dévié horizontalement par le générateur de balayage dans l'appareil. La fréquence de balayage est normalement une sous-harmonique ou une simple fraction du signal. Cependant, plus d'une période complète apparaît sur l'écran.

Avec cette note brève sur les applications nous avons voulu insister sur l'importance des mesures en question.

EN CAS DE DIFFICULTES

1 - Revérifier le câblage, en colorant sur le schéma chaque liaison vérifiée. Il est d'ailleurs souvent judicieux de la faire contrôler par un tiers, lequel peu familiarisé avec ce montage peut relever plus facilement un erreur du constructeur.

2 - Il est intéressant de noter que sur environ 90% des montages qui reviennent pour réparation, le défaut provient de mauvaises liaisons et de mauvaises soudures.

Par conséquent, beaucoup d'ennuis peuvent être évités en réchauffant toutes les connexions pour s'assurer qu'elles sont bien soudées.

3 - Contrôler que tous les tubes sont bien sur leurs supports respectifs. S'assurer que tous les tubes s'allument correctement.

4 - Contrôler les tubes au lampemètre ou par substitution par un autre jeu de tubes dont le bon fonctionnement a déjà été contrôlé.

5 - Vérifier les valeurs des éléments et leur câblage au bon emplacement en comparant avec le schéma de principe et comme ils ont été dessinés dans le plan de câblage.

6 - Vérifier que des gouttes de soudure, des morceaux de fil ou tout autre objet ne se sont pas logés dans le câblage sous le châssis.

7 - Si on dépit de ces contrôles serrés, le défaut n'est pas encore localisé et qu'un voltmètre soit disponible, comparer les tensions lues avec celles portées sur le schéma théorique.

NOTE: toutes les tensions lues ont été prises avec un voltmètre à lampes de 11 MΩ d'entrée. Les tensions peuvent varier de 10% en raison des variations de la tension du secteur.

8 - Un examen de la description du circuit et du schéma théorique facilitera la localisation de la panne.

9 - Si le point du spot se déplace hors de la surface frontale du tube cathodique dès que l'oscilloscope

est chaud, et ne peut être ramené en arrière par réglage des commandes de positionnement, cela est généralement provoqué par une défaillance du tube amplificateur de détection. Si le tracé dérive ver le haut ou vers le bas, contrôler le tube V3 (12 B H 7). Si la dérive est vers la droite ou vers la gauche, contrôler le tube V7 (12 AU7). Les autres causes probables sont dues aux résistances de charge de plaque, incorrectes ou défectueuses, de ces étages, c'est-à-dire celles de 2,7 kΩ, 2 watts et 1 kΩ, 1 watt pour le tube V3, 33 kΩ, 1 watt pour le tube V7.

10 - S'il n'est pas possible d'obtenir une diagonale rectiligne réglant les trimmers verticaux, se reporter à la figure 2. Cette figure montre une ligne parfaitement droite entre les points B et C des tracés. Cela est parfaitement normal. L'indication significative est la partie du tracé entre A et B. Le but du réglage est de réduire cette partie du tracé à un point à l'extrémité plus basse, du tracé, ne montrant ainsi ni surmodulation, ni longue durée de montée sur le front raide de la dent de scie fournie par l'oscillateur de balayage. Si la partie restante de la ligne est convexe ou concave, un réajustement de la fréquence de l'oscillateur de balayage localisera probablement un point où l'effet est radicalement changé. Cette variation est due à un déphasage mineur dans les circuits amplificateurs, non à une absence ou une incorrecte compensation.

11 - Si un ronflement ou un bourdonnement est perçu quand l'oscilloscope fonctionne avec les entrées verticales court-circuitées, procéder aux contrôles suivants :

A - Pour déterminer si le niveau de ronflement est anormal court-circuiter les entrées VERT. INPUT, pousser la commande VERT. GAIN jusqu'à 100 et placer l'atténuateur VERT. INPUT sur X1. La largeur du tracé total vertical ne devra pas dépasser 1,6 mm crête à crête. Avec les bornes d'entrée non connectées et non blindées, cette déflexion augmentera de plusieurs fois à cause de la prise normale et est la caractéristique de tout circuit amplificateur à gain élevé et haute impédance.

B - Si l'entrée court-circuitée donne un tracé de plus de 1,6 mm de largeur verticale, court circuiter par un fil les bornes CRT 6 et CRT 7 du tube cathodique. Cela éliminera toute déflexion électrostatique du faisceau, ce qui est la méthode normale de travail de l'oscilloscope. Si la hauteur du tracé devient normale (c'est-à-dire 1,6 mm ou à peu près) l'anomalie réside dans les circuits amplificateurs de déflexion verticale et peut être isolée facilement en revenant en arrière à travers les différents étages jusqu'à ce que la source de ronflement ou de bruit soit localisée.

C - Si, avec CRT 6 et CRT 7 court-circuités, la largeur verticale du tracé dépasse 1,6 mm, la déflexion ou l'ondulation est le résultat la déflexion magnétique du faisceau par des champs magnétiques parasites traversant son parcours. C'est le même type de déflexion utilisé dans les plus modernes récepteurs de télévision.

Le champ magnétique créant la déflexion est presque toujours un mélange de plusieurs diagrammes de champs séparés. Une partie de ce champ est crée par le transformateur d'alimentation de l'oscilloscope, mais les positions du tube cathodique et du transformateur ont été soigneusement calculées afin que les parties sensibles de la structure du tube soient placées dans un vide du champ magnétique entourant le transformateur.

Une forte surcharge du transformateur renversera cependant cette condition d'équilibre. Les plus grandes sources d'ennuis de cet ordre sont les champs magnétiques provenant d'appareillages externes à l'oscilloscope lui-même. Tout appareil absorbant du courant aux fréquences d'alimentation crée un certain champ magnétique. Les pires perturbateurs sont les appareils à forte consommation de courant, tels que fers à souder, pistolets soudeurs, moteurs alternatifs, radiateurs électriques, et tous autres appareils similaires.

La **figure 12** montre les formes d'onde habituelles provoquées par des champs magnétiques externes. Remarquer la forme en semi-dent de scie. Il est possible de changer la forme de l'oscillation par une simple rotation de l'oscilloscope autour d'un de ses axes. La figure 12-B, par exemple, à été obtenue en basculant le scope d'environ 45° à gauche. Remarquer que

Fig. 12 - Formes d'ondes habituelles provoquées par des champs magnétiques externes.

maintenant l'ondulation s'est notablement réduite en hauteur, mais montre un balayage en arrière sur lui-même égal à 30% de sa période environ.

Des variations dans l'apparence de l'ondulation avec le changement de position de l'appareil prouvent clairement que la déflexion n'est pas causée par un défaut dans l'oscilloscope et aucun moyen connu n'existe pour éliminer ce trouble, si ce n'est un blindage total du tube cathodique, du support de broches à l'écran, avec un blindage d'un métal à haute perméabilité. Un tel écran est assez coûteux et de ce fait ne peut être fourni dans ce montage.

Heureusement une interférence de cette sorte est habituellement d'assez faible amplitude et ne pose pas de problème pour l'utilisateur moyen. Une petite et judicieuse expérimentation isolera le principal perturbateur créant ce champ. Une séparation matérielle est généralement la plus facile et plus rapide solution du problème.

Leçon n° 102

QUESTIONS sur les LEÇONS 100 et 101

N. 1 —

Dans l'oscilloscope, décrit dans les leçons de notre Cours, quelle est la fonction du contacteur placé à l'entrée de la première triode de la 12AU7 ?

N. 2 —

A quoi sert le circuit de synchronisation ?

N. 3 —

De quelle façon obtient-on, sur l'écran, l'image la plus nette ?

N. 4 —

A quoi servent les condensateurs ajustables en parallèle sur les résistances de l'atténuateur d'entrée de l'amplificateur vertical ?

N. 5 —

Comment fait-on varier la luminosité du point lumineux sur l'écran et, par suite, celle de l'image ?

N. 6 —

Comment agit la commande de synchronisation ?

N. 7 —

Quelle est la principale différence entre les caractéristiques de l'amplificateur vertical et celles de l'amplificateur horizontal ?

N. 8 —

A quoi sert la douille qui, sur l'oscillographe fournit une tension de 1 volt crête à crête ?

N. 9 —

Quand est-ce-que les réglages de commande de synchronisme peuvent-ils devenir critiques ?

N. 10 —

La présence des figures sur l'écran quand le gain des amplificateurs est réglé pour le maximum de sensibilité représente-t-elle un comportement normal ?

N. 11 —

Pourquoi, à de faibles taux de balayage, l'image n'est-elle pas fixe ?

N. 12 —

A taux extrêmes de balayage, est-il normal de voir quelques traces de retour ?

N. 13 —

Des champs magnétiques produits par un appareil électrique à proximité de l'oscilloscope peuvent-ils influencer le spot ?

N. 14 —

Le fait qu'il est impossible de réduire totalement le signal avec la commande de gain vertical est-il normal ?

N. 15 —

Pourquoi, si l'oscilloscope fonctionne avec une largeur de balayage horizontal totale si le réglage de gain horizontal est augmenté pour donner une largeur plus grande de balayage, l'intensité apparente de la trace est-elle réduite ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 787

N. 1 — Sur le panneau arrière, près du support du tube cathodique, pour avoir des connexions très courtes.

N. 2 — Réglages de la luminosité, de la concentration, du centrage, des amplitudes verticale et horizontale et, enfin, de la fréquence de balayage et de la synchronisation.

N. 3 — Son amplitude (connaissant la sensibilité de l'instrument), sa fréquence (si l'on connaît celle du balayage horizontal) et la distorsion approximative.

N. 4 — Lorsqu'on désire mesurer une tension non sinusoïdale, car il est possibile de mesurer par ce moyen la tension exacte de crête à crête.

N. 5 — En donnant une amplification suffisante pour avoir une amplitude égale au double du diamètre de l'écran et en déplaçant l'image vers le bas en agissant sur le centrage vertical.

N. 6 — Selon les vérifications à faire : soit successivement à la sortie de chaque étage amplificateur, soit à la sortie de l'étage final.

N. 7 — La présence d'harmoniques de rangs pairs sur un signal sinusoïdal à l'origine, indique que la distorsion se produit dans un étage amplificateur à triode. Les harmoniques de rangs impairs, par contre, sont produits par une pentode.

N. 8 — En mesurant la d.d.p. que ce courant provoque aux bornes de la résistance introduite dans le circuit. Il est évident toutefois que la valeur de cette résistance doit être suffisamment faible pour ne pas perturber le fonctionnement du circuit.

N. 9 — En injectant à l'entrée de l'amplificateur un signal d'amplitude constante, mais de fréquence variable, et en observant sur l'écran la forme et l'amplitude du signal de sortie.

N. 10 — En appliquant au circuit à étudier un signal dont la fréquence varie autour d'une fréquence centrale, correspondant à la fréquence de résonance propre du circuit, et en observant la forme de la courbe ainsi obtenue.

N. 11 — En appliquant le signal modulé à l'amplifiteur vertical de l'oscilloscope et en réglant le balayage pour obtenir deux ou trois crêtes de modulation sur l'écran.

N. 12 — En faisant varier légèrement la fréquence du balayage en agissant sur le potentiomètre réglant la fréquence de la base de temps.

N. 13 — En appliquant le signal de fréquence inconnue à l'entrée verticale et un signal de fréquence connue mais variable, à l'entrée horizontale. Après avoir stabilisé l'image ainsi obtenue, la fréquence inconnue se déduit du nombre de cycles complets

N. 14 — L'amplificateur vertical doit être linéaire dans une large bande de fréquence pour éviter une atténuation des fréquences élevées qui fausserait les mesures.

N. 15 — En appliquant la tension continue directement sur les plaques de déviation si l'amplificateur de l'oscilloscope n'est pas à couplage direct.

N. 16 — Il permet la lecture directe des tensions si l'on connaît le gain de l'amplificateur.

CONSTRUCTION D'UN RECEPTEUR EXPERIMENTAL "DECAL DECAM"

Nous poursuivons nos exercices pratiques, et utiles avec la réalisation de montages nécessitant le minimum de pièces. De plus, nous utilisons des composants modernes et les plus faciles trouvés chez vos fournisseurs de matériel.

Les tubes électroniques (il n'en faut qu'un seul pour faire les expériences de réception à grande distance qui sont notre objectif d'aujourd'hui) sont de la série tubes pour téléviseurs dits tubes « décal » (supports 10 broches).

Objectif. Nous avons dit réception à grande distance, réception radio, bien entendu. Il s'agit de l'écoute sur ondes **décamétriques** entre 13 et 50 m de longueur d'onde, c'est-à-dire émise en modulation d'amplitude (modulation classique) sur des fréquences porteuses comprise entre 23 000 kHz et 5 800 kHz.

Il existe des récepteurs spéciaux pour cet usage, appelés « récepteurs de trafic » lorsqu'ils servent à l'échange de messages entre 2 stations de télécommunications comportant chacune un émetteur avec fréquence porteuse prévilégiée pour ces stations. Les distances couvertes, grâce à la réflexion de ces ondes sur les couches ionisées des hautes régions de l'atmosphère, atteignent des dizaines de milliers de kilomètres avec des puissances d'émission infimes, de l'ordre de quelques centaines de watts haute fréquence dans l'antenne émettrice.

Mais les familiers de l'écoute sur ces ondes courtes savent qu'en plus des communications de trafic, soit officiels (P. T. T.) soit amateurs (bandes des 20 mètres et des 40 mètres de longueur d'onde) il y a aussi une très riche collection de stations de radiodiffusion qui servent aux nations du monde entier pour adresser à leurs antipodes des informations, des concerts, des documents littéraires et artistiques et... de la propagande. Lorsqu'il s'agit de propagande culturelle, c'est une très grande source d'intérêt que d'écouter, de n'importe quel continent du monde, ce qui est émis à 10 000 ou 20 000 km de là pour tisser, en langue française, par exemple, ces échanges humains profitables à tous.

Nous reparlerons, dans ces pages, des récepteurs de télécommunications ondes courtes; ce sont des récepteurs spéciaux comportant des circuits complémentaires.

Mais, à ce point de nos études, il est intéressant, **avec un seul tube électronique**, de réaliser un circuit qui permet découter une bande quelconque dans les ondes décamétriques, avec un très haut rendement.

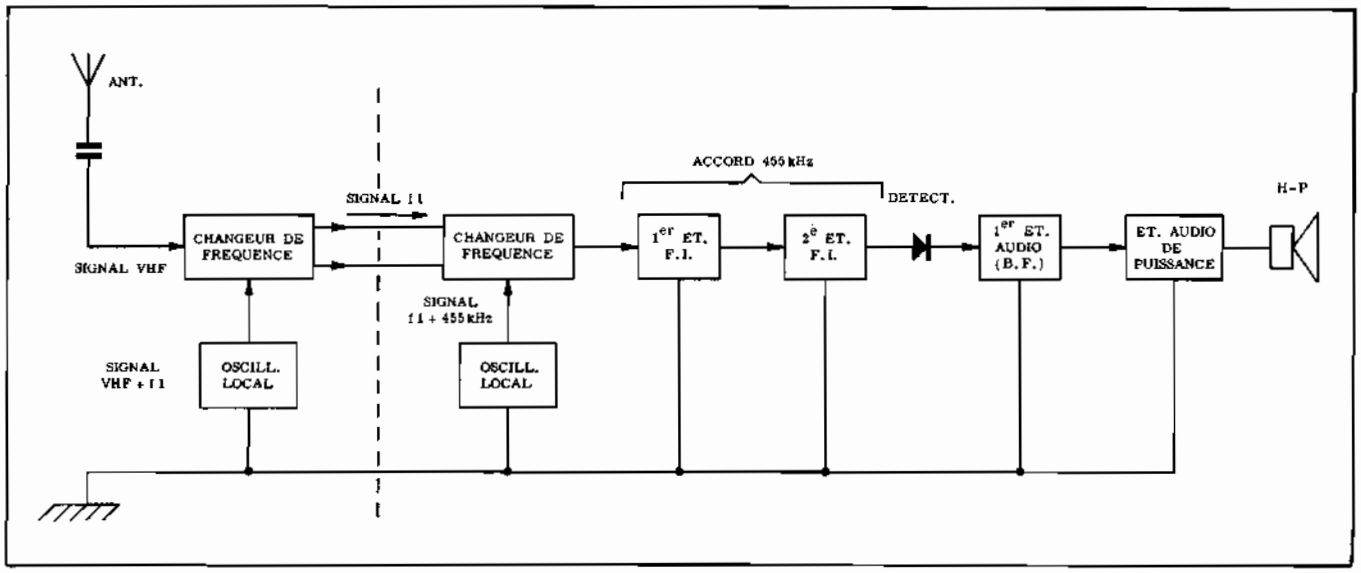
Les bandes de radiodiffusion décamétriques. Nous avons de très nombreuses stations sur les bandes suivantes :

« 13 mètres » : de 23 400 kHz à 22.000 kHz
« 16 mètres » : de 18 750 kHz à 17 500 kHz
« 19 mètres » : de 15 700 kHz à 14 600 kHz
« 25 mètres » : de 12 000 kHz à 10.900 kHz
« 31 mètres » : de 9 700 kHz à 8 900 kHz
« 49 mètres » : de 6 400 kHz à 800 kHz

Les récepteurs spéciaux ondes courtes n'ont plus depuis longtemps des détectrices à réaction; car, pour ces montages, le réglage est instable et la zone d'ultra-sensibilité où on les fait travailler se trouve à la limite de l'accrochage: entrée en auto-oscillation, et brouillage, facilement rayonné dans le voisinage.

Les détectrices à super-réaction, où l'on compense l'amortissement des circuits oscillants par l'énergie issue d'une oscillatrice locale sur fréquence ultra-sonore sont aussi délicates à mettre au point, et la zone de stabilité et d'ultra-sensibilité ne concerne, après mise au point, qu'une faible bande de fréquences.

Les récepteurs spéciaux ondes courtes sont donc des superhétérodynes à changement de fréquence; un tube dit « modulateur » ou « changeur » de fréquence fait battre entre elles la fréquence de l'onde porteuse captée et celle d'une oscillatrice locale. Normalement ces deux fréquences sont décalées d'un intervalle constant, égal à la fréquence intermédiaire. Le signal d'entrée « incident », porteur du message radio-diffusé, interférant avec l'onde pure, non modulée, de l'oscillatrice locale, donne un signal de fréquence différentielle (f1-f2) modulé lui aussi par le message dont il était porteur. Les valeurs choisies pour la fréquence intermédiaire, celle qui sera amplifiée par plusieurs étages à accord constant sont de l'ordre de 455 kHz, et



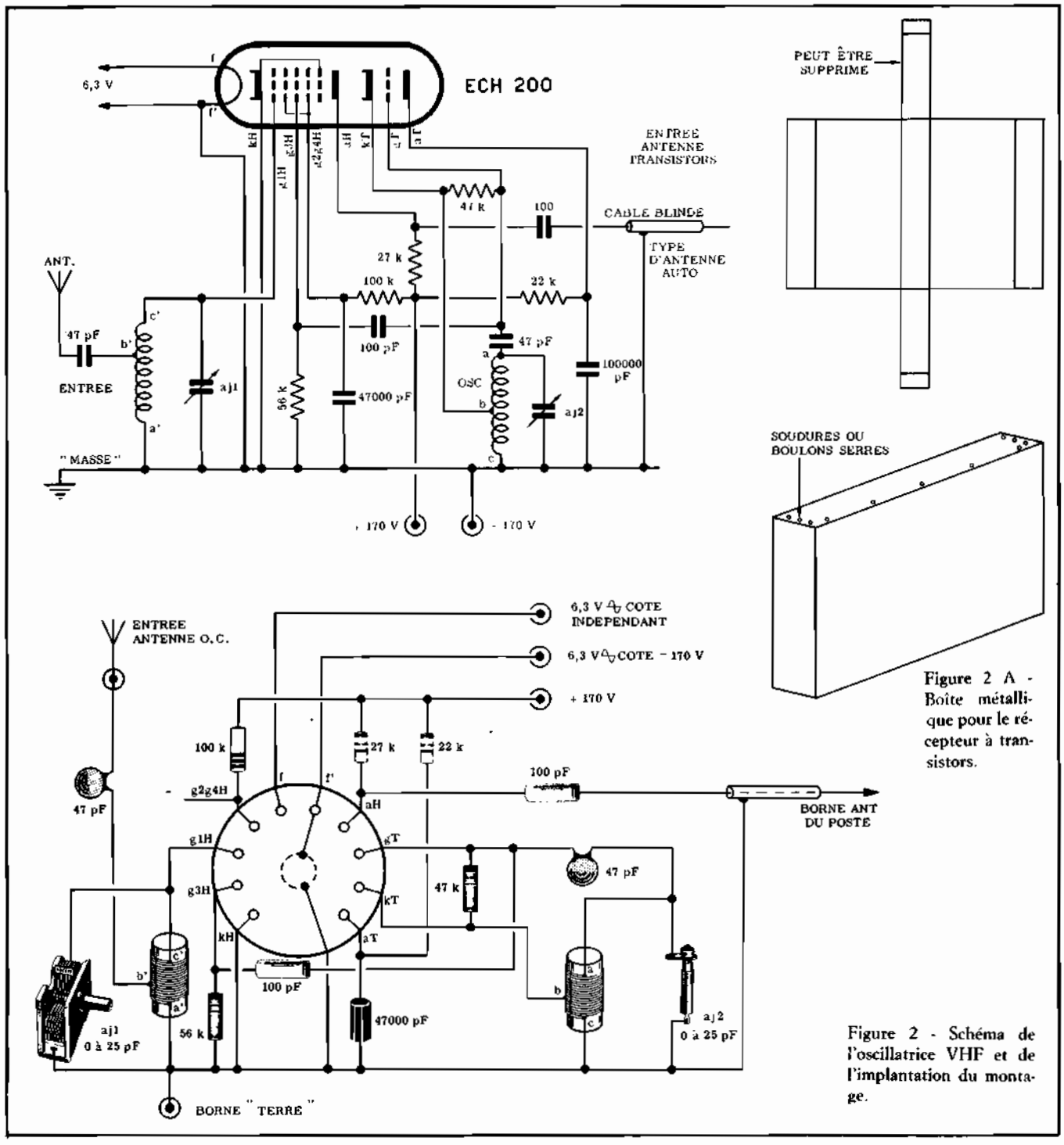


Figure 2 A - Boîte métallique pour le récepteur à transistors.

Figure 2 - Schéma de l'oscillatrice VHF et de l'implantation du montage.

les circuits accordés sont à noyaux magnétiques céramiques ou non (ferroxcube ou fer divisé). Les récepteurs classiques de radiodiffusion, à transistors comportent déjà un tel changement de fréquence, et deux étages d'amplification intermédiaires sur 455 kHz.

Dans un récepteur spécial ondes courtes, à tubes ou à transistors, on augmente le nombre de ces circuits accordés dits F.I., jusqu'à trois. On peut adopter aussi un ou plusieurs étages d'amplification, avant le changement de fréquence. On peut aussi augmenter la valeur de la fréquence intermédiaire (exemple: 4 600 kHz).

Notre solution

C'est celle du double changement de fréquence. La **figure 1** schématise le processus. L'onde décamétrique captée entre antenne et terre est appliquée par un circuit oscillant accordé à la grille d'un tube électronique heptode à grande pente destiné à l'amplifier (**figure 2**). Sa fréquence est F.

Ce tube est en même temps changeur de fréquence; une oscillation locale, fabriquée par une section triode du même tube, est développée sur une fréquence égale à: F+1 500 kHz, par exemple.

Dans le circuit plaque de l'heptode, on peut trouver un signal de fréquence intermédiaire

$$(F+1\,500\ \text{kHz}) - F = 1\,500\ \text{kHz}.$$

Pour l'amplifier, on utilise un récepteur radio complet, tout à fait classique, un portatif à transistor du commerce, à une ou deux gammes d'ondes (PO-GO) dit aussi OM-GO.

On utilise sur sa gamme moyenne, celle des postes

de radiodiffusion locaux, compris entre 180 et 545 m de longueur d'onde, c'est-à-dire entre 1 690 et 550 kHz.

Un récepteur qui ne doit plus rien capter par lui-même

Il est indispensable que le récepteur à transistors ne reçoive comme signal que celui qui vient du DECAL-DECAM. Si vous n'êtes pas disposé à faire le bricolage nécessaire sur votre table (car on ne touche à RIEN dans le récepteur à transistors) notre leçon expérimentale ne vous intéresse pas, ou contentez-vous de la lire, et la comprendre.

Au contraire, s'il vous amuse d'expérimenter, vous allez réaliser une vraie « cage de Faraday » pour empêcher les ondes d'atteindre les circuits de votre poste à transistors et surtout son bâtonnet de ferrite, qui se conduit en véritable « aérien » capteur.

Le premier conseil est de choisir un poste portatif qui possède une prise pour antenne-auto.

Ce récepteur comporte aussi dans son clavier de commande, une touche à enfoncer qui met en circuit le couplage d'antenne. C'est ce que l'on fait lorsqu'on utilise l'appareil à l'intérieur d'une voiture.

A ce moment, le signal capté ne devrait plus entrer que par le câble d'antenne (câble d'antenne-auto qui va nous servir).

Mais, malheureusement, le poste à transistors, s'il est sensible, continuerait à recevoir les émetteurs puissants. Il faut faire ceci.

Le récepteur étant en position « antenne », le câble d'antenne auto étant enfiché dans le récepteur, mais aucune antenne n'étant branchée à l'autre bout du câble, que l'on laisse libre, on recherche, sur ondes moyennes, l'émetteur régional le plus puissant et on se règle au mieux sur lui.

On doit déjà le recevoir avec un certain souffle, qui montre que le signal d'entrée est affaibli par rapport à la réception classique sur cadre, ou avec antenne-auto branchée.

Achetons chez le quincaillier une feuille de grillage métallique assez fin: on peut le trouver soit en fil étamé (grillage « Ursus » pour cages d'oiseaux et volières) soit en fil de laiton ou d'aluminium (grillage dit de « garde-manger »). Toutefois ne prenez pas celui qui est réalisé seulement avec des fils plastiques, nylon ou autres !

Vous pouvez même, avec plus de rigidité, aller jusqu'au grillage carré à maille d'environ 4 mm, en fil d'acier, dit « tamis de maçon ». Dans tous les cas vous voyez qu'il s'agit d'une toile métallique.

Il suffit, avec cette toile de faire une enveloppe pour le poste à transistors, en le « roulant » dedans.

On fera plutôt une boîte avec cette toile métallique, en marquant chaque angle droit à l'aide d'une règle, et en adoptant pour chaque dimension 20 mm de plus (au maximum) que la dimension correspondante du poste à transistors, afin de glisser facilement le récepteur dedans, par l'un des petits côtés.

A la rigueur ce petit côté peut rester ouvert (figure 2-A) et être celui par lequel on a accès à la fiche « prise du câble antenne-auto ».

On découpera dans le grillage une fenêtre longitudinale permettant juste l'accès au bouton « accord des stations » et au bouton « volume ».

Le signal 1 500 kHz que nous avons obtenu par notre premier changement de fréquence se conduit comme l'onde que capterait notre poste à transistors employé seul. A l'intérieur de ce poste classique, il est appliqué à un étage changeur de fréquence (qui se trouve pour lui être le deuxième), et grâce à l'oscillatrice du transistor sur 1 500+455 kHz, il devient un signal 455 kHz amplifié, puis détecté par une diode, puis amplifié en basse fréquence (audio) et appliqué au haut-parleur du petit poste.

Nous n'avons à réaliser, à l'extérieur du poste, que l'étage du premier changeur de fréquence dit DECAL-DECAM, celui qui transforme l'onde décamétrique en onde normale.

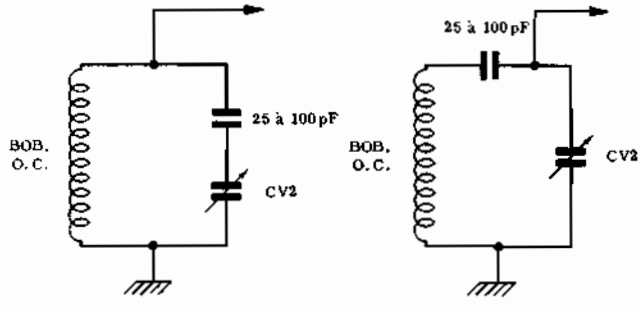
Deux possibilités: l'accord du récepteur qui suit est fixe, ou il ne l'est pas.

La solution du double changement de fréquence s'accorderait bien avec ceci:

1°) le montage expérimental DECAL-DECAM aurait un circuit d'entrée à accord variable: bobinage sur fréquences ondes courtes, accordés par un condensateur variable d'assez faible valeur pour ne couvrir que peu de fréquences au cours de sa rotation et permettre de bien séparer les stations captées.

Ici se pose le problème de l'**étalement** des fréquences, problème important de la réception des ondes décamétriques.

Si l'on possède un condensateur variable de 460 à 490 picofarads, ou même 380 picofarads, on doit monter en série avec le bobinage, un condensateur de faible valeur (50 à 100 pF) qui limite l'excursion en fréquence de tout l'ensemble lorsqu'on fait tourner les lames de CV2 (**figure 3**).



Il faut encore monter une oscillatrice locale, avec bobinage ondes courtes, condensateur variable d'oscillateur, et condensateur fixe en série pour l'étalement, de telle façon que lorsque le circuit d'entrée est accordé sur un émetteur de fréquence F, l'oscillateur soit accordé sur F+1 500 kHz.

Le récepteur à transistors qui suivra restera toujours accordé sur 1 500 kHz, ou à peu près, en un point du cadran où il n'y a pas d'émetteur local puissant risquant de brouiller l'écoute.

2°) Une autre solution est possible, nous l'avons adoptée pour le DECAL-DECAM, elle a le mérite de supprimer un grand nombre de pièces.

Le circuit oscillateur est accordé d'une manière fixe, à l'aide d'un condensateur ajustable de 25 pF max.

Ces opérations de mise au point se font, nous en reparlerons, le poste à transistors étant en service sur 1 000 kHz, par exemple (300 m de longueur d'onde).

Mais ensuite, pour choisir les stations ondes courtes à recevoir, c'est le récepteur à transistor qu'on dérègle (autrement dit on fait varier la fréquence intermédiaire entre 1 600 et 550 kHz). Et l'on trouve tout au long du cadran du poste à transistors, sur la gamme des ondes moyennes, là où on devrait recevoir les émetteurs locaux habituels, toutes les stations ondes courtes dans une bande de 1 600-500 = 1 500 kHz autour des 13 m, ou autour des 19 m, ou autour des 25 m, etc... Selon le type des bobinages que l'on aura réalisé pour le DECAL-DECAM.

Le câble d'antenne-auto est toujours un câble blindé, le plus souvent avec un fiche mâle (embout) à chaque extrémité. Il convient parfaitement pour transmettre au récepteur à transistors le seul signal issu du DECAL-DECAM.

Le circuit électronique

Le tube ECH 200 est un tube triode-heptode, à base décal (dix broches). On achètera donc un support décal (il en est de parfaits, contacts montés sur stéatite chez Central Radio ou chez Cibot Radio. Voyez aussi les adresses réportoires dans la page « Les Fournisseurs de Votre Matériel »).

Ce support stéatite sera monté sur un châssis très simple formé d'une feuille d'aluminium pliée en V pour former un parallèlépipède de 14×10×4 cm donc une feuille de 14×18 cm à plier deux fois. Le trou pour le tube aura un diamètre de 20 mm et le support sera fixé dessous.

Nous avons donné un schéma et un plan qui montrent les circuits et leur réalisation.

Les signaux émis sur ondes décamétriques sont captés par une antenne de 4 à 5 mètres de long: un fil isolé tendu en haut de la pièce, si possible située au plus haut étage d'un immeuble, ou sortant par la fenêtre. Nous disons fil isolé même à l'extrémité (chatterton) pour éviter tout contact intempestif avec un conducteur électrique, un fil téléphonique, ou même une masse métallique quelconque (à défaut d'électrocution, il y aurait pour le moins des crachements intolérables). Ce fil d'antenne sera correctement tendu sur supports isolants: porcelaine ou céramique, ou plastique, etc... dont le matériel électrique vous offre trente-six mille formes.

L'entrée « terre » est un autre fil qui va se souder sur un collier serré sur une tuyauterie d'eau.

Entre antenne et terre se développent les signaux très haute fréquence de toutes les stations émettant dans le monde, mais seuls seront captés et donneront une tension très haute fréquence entre g_1H et la masse ceux dont la fréquence correspond à la résonance du circuit oscillant formé par bobine a'c' et le condensateur ajustable aj_1 de 25 pF.

Nous donnerons plus loin des exemples de réalisation de bobinages.

L'heptode (cinq grilles) contenue dans le tube décal télévision ECH 200 amplifie les tensions HF qui lui sont fournies à la grille g_1H grâce à l'accélération provoquée par la tension des écrans g_2H et g_4H, reliés ensemble à une tension positive d'environ 75 volts par rapport à la cathode; ils sont en effet alimentés à partir du +170 volts par une résistance de 100 kilohms.

Mais le faisceau électronique est aussi affecté par les signaux introduits par la grille g_3, reçus de l'oscillatrice triode.

Celle-ci est montée en « ECO » c'est-à-dire que le rapport d'énergie HF nécessaire à entretenir l'oscillation est obtenu par insertion d'une partie du circuit oscillant dans le retour du courant cathodique. C'est la stricte indépendance des deux parties (triode et heptode) du tube ECH 200 qui nous permet ce montage intéressant car les deux cathodes sont distinctes et ont chacune leur sortie.

Nous avons dit intéressant car un oscillateur « ECO » ainsi monté est auto-stabilisateur: les emballements du courant grille déterminent assitôt une variation inverse dans le circuit de cathode.

Contrôle de l'oscillation

La tension moyenne d'oscillation est fixée par la résistance de 47 kilohms entre gT et kT, traversée par le courant grille. On pourrait vérifier fort simplement que la triode oscille comme elle le doit en plaçant un voltmètre ou boîte de contrôle entre l'anode et la masse, sur la sensibilité 150 ou 300 volts (entre aT et le —170 volts, retour commun). Il suffit, avec un tournevis, de mettre en court-circuit les broches k_T et g_T pour que la tension anodique aT diminue brusquement. Ceci prouve qu'il y avait oscillation, donc courant grille revenant à zéro par le court-circuit le courant anodique de la triode s'élève, d'où une chute de tension plus grande dans la résistance de 22 kilohms qui alimente l'anode.

Un condensateur de 100 000 picofarads « découple » cette anode, c'est-à-dire supprime toutes variations HF de tension sur cette électrode, le signal oscillateur étant utilisé seulement sur cathode et sur grille.

La résistance d'anode de triode ici de 22 kilohms, peut avoir une valeur comprise entre 10 kilohms et 22 kilohms.

La faisceau électronique de la section heptode reçoit donc en grille g_1 le signal venu de l'antenne et sélectionné par le circuit oscillant d'entrée. Il reçoit aussi une grille g_3 une tension oscillatrice locale à une fréquence plus élevée.

Le battement entre ces deux variations appliquées au débit électronique se trouvera sous la forme de variations de courant dans le circuit anodique de l'heptode.

C'est pourquoi nous placerons une résistance de 27 kilohms dans ce circuit anodique (entre +170 volts et

AH) qui donnera le signal de fréquence intermédiaire sous forme de variations de tension au point aH.

Le condensateur fixe de 100 pF, isolé à au moins 750 volts, transmet le signal, par le câble blindé-auto, au récepteur à transistors.

Une variante, qui augmente le rendement du DECAL-DECAM consiste à remplacer la résistance de 27 kilohms par un bobinage de 175 spires jointives de fil 10/100e à 15/100e isolé 2 couches soie, enroulé sur un tube de carton de 18 mm de diamètre. Mais il faut placer ce bobinage dit « choc », qui n'existe pas dans le commerce, dans un blindage: une gannelle de 35 mm de diamètre au moins, en aluminium, de hauteur 50 mm au moins doit coiffer l'enroulement « choc » (sinon il capterait les émetteurs locaux).

Il se branche entre +170 volts et aH.

De plus il est bon alors remonter la tension des écrans g_2 g_4 en ramenant la résistance de 100 kilohms à une valeur de 47 kilohms.

Mais, sans choc HF, et avec 27 kilohms dans l'anode et 100 kilohms dans les écrans, le DECAL-DECAM marche très bien.

Les bobinages.

D'eux dépendent la bande d'ondes courtes qui sera captée.

Les deux bobinages en service «entrée HF» ou «osc.» sont semblables, mais on les utilise en inversant l'un par rapport à l'autre, pour qu'il y ait moins de spires entre cathode triode et masse, qu'il y en a entre antenne HF et masse.

En effet, voici un exemple de bobinage pour la gamme des 19 mètres

On prend un tube de 22 à 25 mm de diamètre (plastique) et on l'enduit de colle « scotch » pour immobiliser facilement les spires de fil.

On enroule 12 spires de fil émaillé 8/10e, mais en les échelonnant sur 25 mm de haut; de façon à les espacer régulièrement.

On prend soin de faire une boucle torsadée avec le fil, entre la 5ème et la 6ème spire (**figure 4**).

Les trois branchements a, b, c, se font par soudure sur le fil gratté et décapé à ces endroits. La soudure « b » se fait à l'extrémité de la torsade, à 1 cm du mandrin.

Les autres gammes sont obtenus en réduisant ou en augmentant le nombre de spires l'espacement étant de

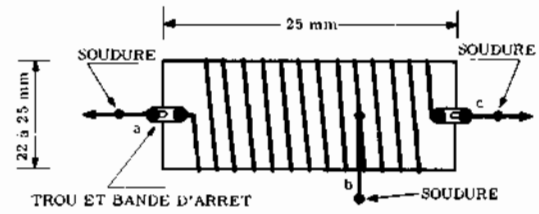


Figure 4 - Schéma de branchement de la bobine.

12/10e de mm entre spires (environ).

On peut fort bien bobiner du fil nu de cuivre etamé, il suffit de veiller avec soin à ce que les spires ne se touchent pas. La colle « scotch » sèche très vite et immobilise l'enroulement.

L'alimentation

Nous avons déjà décrit un système DECAL-DECAM, à diode silicium BY 100, qui convient très bien pour alimenter le DECAL-DECAM.

Cependant comme le tension 170 volts à obtenir dépend de la consommation demandée, il sera utile de compléter le jeu de résistances série de filtrage pour « descendre » cette tension au niveau désiré. La **figure 5** montre notre propre réalisation adaptée à fournir 170 volts au seul DECAL-DECAM.

La jonction se fait par 3 conducteurs seulement, le —170 volts étant commun avec l'un des pôles du 6,3 volts alternatif destiné au chauffage du filament du tube.

Utilisation

Les branchements étant bien faits, le récepteur à transistors en marche, volume aux trois quarts de sa course, accord sur 1 000 kHz (300 mètres de longueur d'onde), réception étouffée par la cage métallique, un souffle se faisant seulement entendre, on branche l'antenne ondes courtes sur le DECAL-DECAM.

On règle l'ajustable Aj2 tout d'abord: il permet d'obtenir la réception des stations de la bande voulue. L'accord du récepteur à transistors les fait défiler.

L'ajustable Aj1 sera réglé pour améliorer le confort de la réception d'une station ondes courtes donnée; le souffle diminue au fur et à mesure que l'on approche du réglage fin.

Et à nous, non seulement Londres, Rome, Varsovie, Moscou, mais aussi Brazzaville, Saïgon, Rio de Janeiro, Québec et toutes les américaines. La chasse est ouverte.

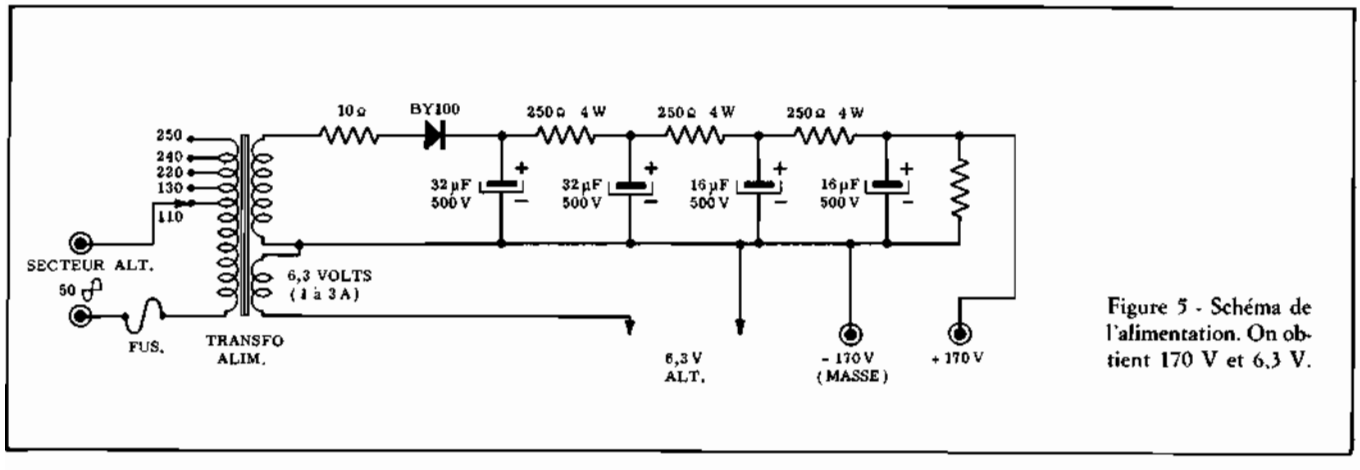


Figure 5 - Schéma de l'alimentation. On obtient 170 V et 6,3 V.

MESURES A L'OSCILLOSCOPE SUR LES GENERATEURS

C'est dans l'étude des formes d'onde et, par suite des générateurs spéciaux utilisés pour produire ces signaux, que l'oscilloscope trouve d'importantes et vastes applications. C'est ainsi que, tant en ce qui concerne les générateurs de signaux haute fréquence, à formes d'onde généralement sinusoïdale, que les générateurs de signaux basse fréquence — dont les formes d'onde peuvent être sinusoïdales, rectangulaires ou plus complexes — l'oscilloscope permet de procéder à de nombreuses mesures et vérifications dont l'objet est de contrôler la qualité et la précision des signaux produits. L'oscilloscope simplifie en outre la mise au point et le dépannage de ces générateurs, et son intérêt didactique est très grand puisqu'il donne la possibilité d'étudier le comportement des différents circuits de ces appareils.

Dans cette leçon, nous examinerons les divers genres de mesures pouvant être effectuées sur les générateurs à l'aide de l'oscilloscope.

Nous étudierons également certains types de montages oscillateurs et nous entreprendrons leur étude en fonction des oscillogrammes des tensions de sortie que l'on peut obtenir en modifiant certains de leurs éléments.

Les principales mesures pouvant être faites avec un oscilloscope sur les générateurs de signaux, sont les suivantes:

a) mesures d'ordre général (tensions, courants, etc...). **b)** observations des formes d'ondes en différents points du montage. **c)** mesures de fréquence. **d)** mesure de la tension de sortie. **e)** mesure du taux et de la forme de la modulation. **f)** étude des déphasages.

Nous avons déjà assez parlé de ces mesures dans les précédentes leçons; il convient maintenant d'approfondir pour certains cas, les différentes techniques employées, principalement en ce qui concerne leurs applications possibles à l'étude des appareils produisant le signal examiné, c'est-à-dire des générateurs.

Mesures d'ordre général. — Ce sont les mesures les moins spécifiques, puisque en général, elles peuvent être faites au moyen d'instruments très simples, particulièrement en ce qui concerne les tensions et les courants. Par contre, les mesures des capacités et des impédances prennent une certaine importance, car les petits laboratoires de Radio sont généralement dépourvus d'instruments spéciaux pour la mesure de ces grandeurs.

Les mesures de capacité ou d'impédance se font au moyen du montage de la **figure 1**. Le générateur peut être d'un type quelconque, pourvu qu'il délivre des signaux sinusoïdaux, et il faut que la résistance R puisse être rendue variable dans des limites assez étendues. La tension recueillie aux bornes de l'élément à mesurer (qui est branché entre A et B) est appliquée à l'entrée horizontale. Si la réactance de l'impédance, ou du condensateur, ne présente aucune composante résistive, les deux tensions ainsi obtenues sont déphasées de 90° et la figure dessinée sur l'écran est un cercle, si les deux tensions sont égales. Par contre si ces deux tensions n'ont pas la même valeur, on obtient une ellipse dont le rapport des longueurs des axes donne le rapport des deux tensions. Ainsi, dans le cas où la figure obtenue sur l'écran de l'oscilloscope est un cercle, les deux tensions sont égales et, par conséquent, la réactance inconnue est égale à la valeur de la résistance R. Si l'on obtient une ellipse, la réactance est égale au produit de la résistance R par le rapport des deux axes, soit:

$$X_C \text{ ou } X_L = R \times Dv/Dh$$

Dv étant l'axe vertical de l'ellipse dont la longueur est proportionnelle à la tension aux bornes de la réactance et Dh étant l'axe horizontal dont la longueur est proportionnelle à la tension aux bornes de la résistance R. Connaissant X_C ou X_L, on peut calculer la capacité du condensateur ou l'inductance de la bobine en partant des formules:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \qquad X_L = 2\pi f L$$

d'où on tire:

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} \qquad L = \frac{X_L}{2\pi f}$$

Naturellement la fréquence du signal délivré par le générateur devra être connue avec une certaine précision. Rappelons également que la mesure peut être faite en principe, avec, n'importe quelle valeur de R, mais que pratiquement il est bon de régler R de telle sorte que l'ellipse obtenue se rapproche d'un cercle, ce qui rend les opérations plus faciles.

Prenons un exemple: Supposons que nous voulions mesurer une inductance L et que la fréquence du signal fourni par le générateur soit de 50 Hz (que l'on peut obtenir directement à partir du secteur). Pour R = 25 000 ohms, nous obtenons sur l'écran une ellipse comme celle représentée sur la **figure 2**. Nous avons donc:

$$X_L = 2\pi f L = R \times Dv/Dh$$

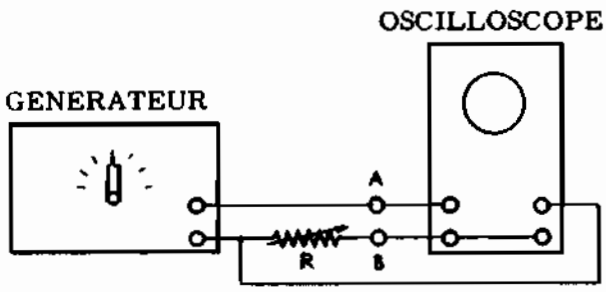


Fig. 1 - Branchement des instruments pour effectuer les mesures de capacité ou d'inductance (donc de réactance et d'impédance). La résistance R doit être variable.

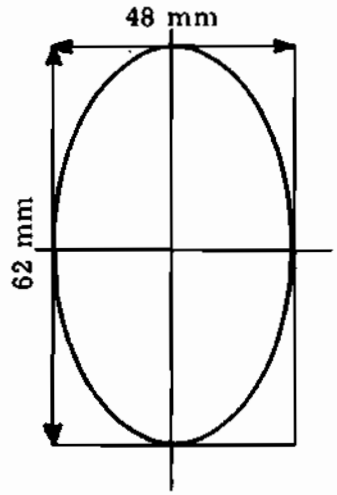


Fig. 2 - Image obtenue sur l'écran de l'oscilloscope; le rapport des deux axes de l'ellipse permet le calcul de L ou de C.

d'où $L = \frac{R \times Dv}{2 \pi f Dh}$ et: $L = \frac{25\,000 \times Dv}{6{,}28 \times 50 \times Dh}$

En remplaçant Dv par sa valeur de la figure 2, soit 62 mm et Dh par 48 mm, il vient

$$L = \frac{25\,000 \times 62}{6{,}28 \times 50 \times 48} = 103 \text{ henrys.}$$

Naturellement, tandis que pour des inductances ou des capacités de fortes valeurs on peut employer une tension à la fréquence du secteur, il faut augmenter la fréquence dans le cas de faibles capacités (car la réactance serait trop élevée) et de faibles inductances (car la réactance serait trop faible pour pouvoir être mesurée facilement).

Si la réactance à mesurer comporte une composante résistive, les deux tensions sont déphasées et alors les deux axes de l'ellipse subissent une rotation d'un certain angle. Cette méthode permet donc de se rendre compte également de la qualité d'une inductance, puisque les meilleures sont celles qui ont la plus faible composante résistive, c'est-à-dire celles pour lesquelles on obtient des ellipses dont les axes sont sensiblement horizontaux et verticaux.

Etude de la forme d'onde. - L'étude de la forme d'onde d'un signal fourni par un générateur est extrêmement importante. Elle permet de vérifier la qualité même de ce signal, c'est-à-dire sa plus grande ou moins grande distorsion par rapport à la forme idéale, qu'on veut obtenir; et cela aussi bien dans le cas d'un signal sinusoïdal que dans celui d'un signal de forme particulière. Pour exécuter ce genre d'étude, il faut que la bande passante de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope soit très étendue. Particulièrement lorsqu'on veut procéder à des mesures sur un générateur HF, il faut que l'extrémité la plus élevée en fréquence de la bande passante soit beaucoup supérieure à la fréquence du signal que l'on veut examiner. Plus tard, lorsque nous traiterons l'étude des générateurs haute fréquence, nous en verrons la raison.

Très souvent il est intéressant d'observer non seulement la forme de la tension de sortie, mais également celle des tensions présentes en différents points du circuit, principalement sur les électrodes des divers tubes. Ces observations permettent de suivre l'évolution de la forme d'onde jusqu'à sa forme définitive et de déceler les pannes ou les mauvais fonctionnements. C'est principalement lorsqu'on a affaire à un générateur de type spécial que l'analyse détaillée des formes des différentes tensions présentes en tous les points du montage se révèle extrêmement utile. Cela, non seulement pour mieux comprendre le fonctionnement de l'appareil lui-même, mais parce qu'en effet, dans un même générateur on peut prélever le cas échéant divers genres de signaux qui pourront être utilisés suivant les besoins. C'est ainsi que les tensions des diverses électrodes des lampes sont de formes différentes entre-elles. Par exemple, un multivibrateur dont la tension de sortie est généralement de forme rectangulaire, peut être également utilisé comme générateur de tensions en dents de scie pour le balayage horizontal dans un oscilloscope.

Mesures de fréquence. — Lorsque le rapport de la fréquence inconnue à la fréquence étalon est un nombre élevé, ou encore une fraction complexe, on rencontre de grandes difficultés dans l'interprétation des figures de Lissajous. Ces difficultés sont encore accrues du fait que les figures sont presque toujours animées d'un lent mouvement de rotation rendant très difficile le comptage des points de tangence avec les axes, ou le nombre des segments dont la figure se compose. Dans un tel cas, on préfère employer la méthode dite du « cercle de déphasage », laquelle ne peut toutefois être exécutée que si l'on dispose d'un oscilloscope dont la grille de commande (Wehnelt) ou la deuxième anode sont accessibles sur une prise extérieure.

La disposition à adopter pour cette méthode de mesure est indiquée sur la **figure 3**: en **A**, on a supposé que l'oscilloscope était muni d'une borne reliée à la deuxième anode et en **B**, reliée à la grille de commande. Considérons tout d'abord le montage A. La fréquence de référence fournie par le générateur (ou bien par le secteur à 50 Hz), est appliquée à un cir-

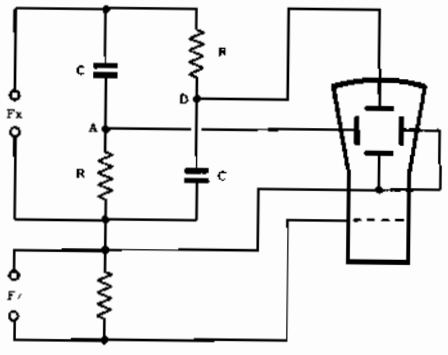


Fig. 3 A - Branchements à réaliser pour la mesure des fréquences par le « cercle de déphasage ». Pour des signaux faibles, il faut passer par les amplificateurs de l'oscilloscope.

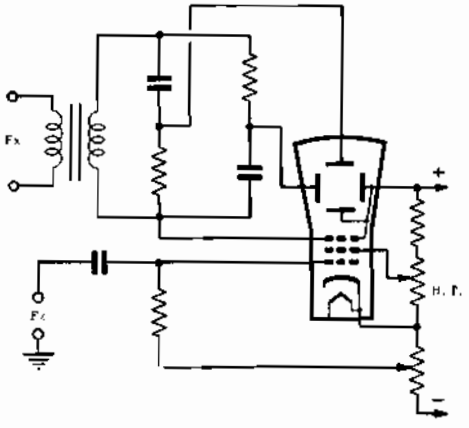


Fig. 3 B - Montage analogue à celui de la figure 3 A. L'axe « z » est obtenu en injectant le signal sur la grille de commande du tube cathodique.

cuit déphaseur de manière à ce que les tensions présentes aux points A et B soient déphasées de 90°.

Ce circuit déphaseur est constitué de deux résistances R et deux capacités C. Les résistances R doivent être variables, car pour obtenir un déphasage de 90° on doit avoir:

$$R = \frac{1}{2 \pi f C}$$

Par exemple, si nous voulons opérer à la fréquence de 50 Hz, obtenue directement à partir du secteur, et si les condensateurs C ont une capacité de 0,1 µF, la valeur des résistances R sera:

$$R = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 50 \times 0,1 \times 10^{-6}} = 31\,000 \text{ ohms}$$

Le signal dont la fréquence est inconnue, est appliqué à la deuxième anode du tube cathodique (par la borne spéciale prévue à cet effet), de telle sorte que cette électrode est modulée par une tension alternative de fréquence égale à celle du signal inconnu. Cette tension alternative se superpose à la tension continue normalement appliquée à la deuxième anode et entraîne une variation périodique de la tension moyenne.

Or, une variation de la tension de la deuxième anode provoque une variation correspondante de la sensibilité du tube, d'où une déviation plus ou moins grande du spot. Voyons alors quelles figures se dessinent sur l'écran quand on applique le signal de référence aux deux entrées normales de l'oscilloscope, et la tension de fréquence inconnue sur la deuxième anode. En appliquant seulement la tension de fréquence connue, convenablement déphasée, on obtient une ellipse dont les axes sont respectivement horizontal et vertical, puisque le déphasage peut être réglé exactement à 90°. En ajustant convenablement le gain des deux amplificateurs, cette ellipse se transforme en un cercle. Si maintenant nous injectons la tension de fréquence inconnue sur la deuxième anode, la sensibilité du tube varie au rythme de cette fréquence et le cercle augmente et diminue de diamètre périodiquement, ce qui se traduit, en définitive sur l'écran, par une figure semblable à celle de la **figure 4**. Naturellement, une image de ce genre ne peut être obtenue qu'après avoir réglé la fréquence du signal étalon de manière à ce qu'elle soit un sous-multiple exact de la fréquence inconnue. Ce réglage doit être combiné avec un nouvel ajustage de la valeur des résistances R pour conserver un déphasage convenable.

Si, comme dans la figure 4, la trace en décrivant une circonférence complète, laisse apparaître 6 ondulations, on doit en déduire que le rapport entre la fréquence inconnue et la fréquence connue est égal à 6. En conséquence, si la fréquence connue est celle du secteur à 50 Hz, la fréquence appliquée sur la deuxième anode est donc de 300 Hz. Etant donné que les ondulations sont étalées sur toute la circonférence, et non pas seulement sur le côté d'un rectangle, la lecture est plus facile et plus précise même dans le cas de rapports de fréquence élevés (**figure 5**).

Si les rapports sont des nombres fractionnaires, on obtient une trace du genre de celle de la **figure 6**. On voit que la trace est double et, pour connaître le rapport des fréquences, il faut diviser par deux le nombre des ondulations; dans cet exemple, le rapport des deux fréquences est donc de 7/2. Si la trace est triple on divisera par 3, et ainsi de suite.

Ce genre de mesures ne peut se faire que si l'on dispose d'un oscilloscope à déviation symétrique, c'est-à-dire dont les plaques de déviation sont indépendantes de la deuxième anode. Dans le cas de tubes asymétriques, la deuxième anode est reliée à l'intérieur du tube à une plaque de déviation horizontale et à une de déviation verticale; ainsi, les variations de tension de la deuxième anode se répercutent sur les plaques de déviation et la mesure est impossible.

Cette méthode étant basée sur les variations de tension de la deuxième anode, produites en appliquant la tension de fréquence inconnue sur cette électrode du tube, on obtient un cercle de déphasage avec **modulation d'amplitude** du rayon, dérivant de la modulation de sensibilité du tube. Par contre, si la tension de fréquence inconnue est appliquée sur la grille de

Fig. 4 - Exemple d'image donnée par la méthode du « cercle de déphasage ». Le rapport des fréquences est de 6/1.

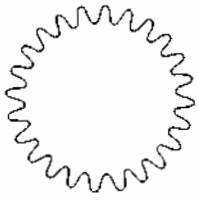


Fig. 5 - Dans ce cas, le rapport des fréquences est de 24/1 (il y a 4 dents).

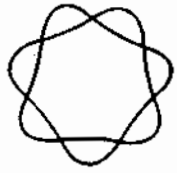


Fig. 6 - Image obtenue lorsque le rapport est un nombre fractionnaire: 7/2 = 3,5 dans cet exemple.

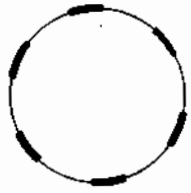


Fig. 7 - Cercle de déphasage avec modulation de l'intensité du faisceau. Le rapport des fréquences est égal à 6.

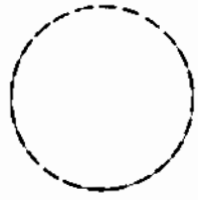


Fig. 8 - Dans ce cas également on voit les différents secteurs plus ou moins lumineux; rapport de 24/1.

commande (Wehnelt), comme l'indique la figure 3-B, on produit une modulation de l'intensité lumineuse de la trace et l'on obtient un cercle de déphasage **modulé en intensité (figure 7)**. Ce genre de mesure, par « modulation d'intensité » de la trace est souvent prévue dans les oscilloscopes modernes, car elle permet l'utilisation de tubes asymétriques et ne perturbe pas les commandes de concentration et d'astigmatisme qui, étant généralement fonction de la tension continue appliquée sur la deuxième anode, sont influencées par la tension alternative du signal quand il est appliqué sur cette électrode.

En comptant les secteurs plus lumineux du cercle de déphasage ainsi modulé en intensité, on trouve immédiatement le rapport des deux fréquences. La **figure 8** donne un exemple dans lequel le rapport des deux tensions (connue et inconnue) est assez grand: 24/1; mais il est possible de mesurer des rapports encore plus élevés.

Nous savons que le faisceau cathodique peut être dévié dans deux directions fondamentales, l'axe horizontal « x » et l'axe vertical « y ». Mais nous venons de voir qu'à ces deux déviations du faisceau peut également s'ajouter une modulation de son intensité lumineuse, que l'on a appelé axe « z ». Pour cette raison on dit que les oscilloscopes pourvus d'une borne reliée à la grille de commande, ou Wehnelt, peuvent être modulés suivant trois axes (axe « x », axe « y » et axe « z »). L'axe « z », dans ce cas ne désigne pas à proprement parler une véritable direction géométrique, mais il représente l'échelle des intensités lumineuses possibles de la trace.

La modulation suivant l'axe « z » est particulièrement utile pour la mesure de la fréquence des tensions délivrées par un générateur haute fréquence, car elle permet de mesurer des fréquences beaucoup plus élevées que les fréquences limites des bandes passantes des amplificateurs de l'oscilloscope. En effet, la tension de fréquence inconnue est appliquée directement sur la grille de commande du tube, à travers un condensateur de couplage dont la fonction est d'arrêter la composante continue, sans passer par aucun des deux amplificateurs. La bande passante de ceux-ci n'a donc aucune influence sur le signal à examiner. La plus haute fréquence pouvant être mesurée ne dépend que de la fréquence maximale délivrée par le générateur étalon et de la lisibilité des points lumineux sur le cercle de déphasage.

Mesure de la tension d'un signal. — Pour faire des mesures précises de tension, il faut tout d'abord, étalonner convenablement l'oscilloscope. Cette opération se fait parfois au moyen d'une tension rigoureusement constante délivrée par un circuit spécial incorporé à l'instrument lui-même, mais très souvent elle nécessite l'utilisation d'un **générateur de tensions calibrées**, que nous décrirons plus loin.

Il faut ensuite tenir compte de la bande passante de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope. En effet, si la fréquence de la tension à mesurer est supérieure à la fréquence la plus élevée de la bande passante, l'amplificateur introduit une atténuation et la mesure ainsi faite indique une tension plus faible que celle que l'on devrait effectivement trouver. Très souvent il se peut que la fréquence du générateur interne de balayage horizontal de l'oscilloscope soit trop basse pour permettre une observation distincte des cycles du signal à mesurer. Ceci n'a aucune importance en ce qui concerne la mesure des tensions, car la figure obtenue dans ce cas est un rectangle lumineux dont la hauteur mesure avec exactitute la tension de crête du signal.

Nous avons déjà indiqué une méthode de mesure de l'angle de déphasage de deux signaux sinusoïdaux de même fréquence; nous verrons plus loin une méthode plus générale, applicable à des signaux de forme quelconque lorsque nous décrirons le **commutateur électronique**, qui est un des nombreux accessoires de l'oscilloscope.

Les mesures de phase sont particulièrement utiles pour démontrer que les montages oscillateurs doivent nécessairement comporter une tension de réaction, appliquée à l'entrée, en phase avec le signal de sortie. En outre dans les oscillateurs à déphasage, on peut vérifier d'une manière visuelle les déphasages successifs introduits par les réseaux RC.

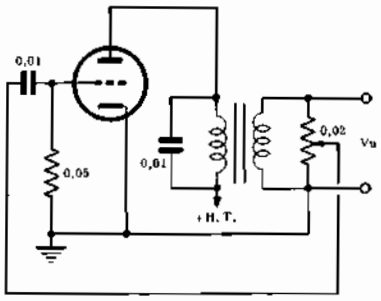


Fig. 9 - Exemple d'oscillateur basse fréquence dans lequel la réaction est obtenue par couplage inductif et réglée au moyen d'un potentiomètre.

Fig. 10 - En A, signal obtenu avec une réaction excessive; en B, le taux de réaction est beaucoup plus faible.

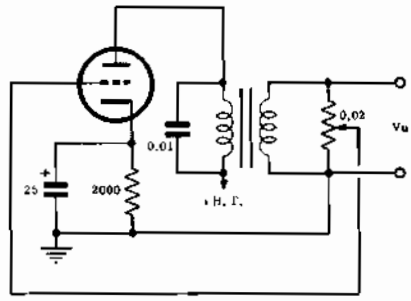


Fig. 11 - Montage oscillateur basse fréquence analogue au précédent, mais avec polarisation de grille automatique. Dans la figure 9, la polarisation était obtenue au moyen de la résistance de cathode.

ETUDE DES GENERATEURS DE SIGNAUX

Ayant examiné en détail les différentes mesures pouvant être exécutées à l'aide de l'oscilloscope cathodique, nous pouvons maintenant passer à l'étude des montages oscillateurs. Ce qui va suivre est valable, aussi bien pour les générateurs de signaux basse fréquence que pour les générateurs de signaux haute fréquence, puisque ces deux types d'instruments ont la même fonction: fournir un signal de fréquence déterminée, ayant une forme d'onde donnée — généralement sinusoïdale — avec un faible taux de distorsion. Nous nous occuperons principalement des générateurs basse fréquence car:

a - tous les techniciens ne possèdent pas un oscilloscope dont la bande passante soit suffisamment étendue pour amplifier sans atténuation notable les tensions HF. Par contre, les signaux BF peuvent être observés et mesurés avec précision sur n'importe quel oscilloscope.

b - c'est dans le domaine des générateurs basse fréquence que la pureté du signal, c'est-à-dire la plus faible distorsion, est une qualité dominante. En effet, ces générateurs sont utilisés pour la mise au point des amplificateurs basse fréquence et, pour éviter de confondre la distorsion introduite par l'amplificateur lui-même avec celle déjà présente dans le signal qui lui est appliqué, il est indispensable que le générateur fournisse une tension aussi pure que possible, c'est-à-dire avec une distorsion minime.

Etude d'un montage oscillateur — Pour produire des oscillations entretenues, il suffit dans un étage amplificateur normal, de renvoyer une partie de la tension de sortie sur le circuit d'entrée **avec la même phase**, c'est ce qu'on appelle une **réaction positive**. Par contre, si la tension renvoyée à l'entrée est de **phase opposée**, on a une **réactance négative** ou «contre-réaction», dont l'effet est évidemment contraire et tend à stabiliser l'amplificateur en diminuant sa tendance à osciller.

Essayons maintenant de nous rendre compte visuellement du processus donnant naissance aux oscillations et des phénomènes de réactions positive et négative. Pour cela, considérons le montage de la **figure 9**. La triode, du type 6J5, est montée en amplificateur BF avec transformateur de sortie. Le primaire de ce transformateur (relié à la plaque du tube) est accordé sur une fréquence acoustique quelconque au moyen d'un condensateur fixe de valeur convenable. En parallèle sur le secondaire est branché un potentiomètre sur le curseur duquel on recueille la tension de réaction que l'on injecte sur la grille de la triode.

Si nous relions la sortie de cet oscillateur à l'entrée de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope, et que nous réglons convenablement celui-ci pour faire apparaître la forme d'onde du signal sur l'écran du tube cathodique, nous constatons que la forme de la tension de sortie varie considérablement suivant la position du curseur du potentiomètre. En effet, lorsque le curseur se trouve vers le haut (réaction positive maximale) on obtient une forme d'onde semblable à celle de la **figure 10-A**. La tension de sortie prend une allure sensiblement rectangulaire. La raison en est due au fait que lorsque la tension renvoyée sur la grille a une amplitude plus grande que celle nécessaire pour entretenir les oscillations, le point de fonctionnement de la lampe dépasse la partie rectiligne de la caractéristique pendant une partie du cycle et la lampe se trouve saturée. Dans cette figure, les parties ascendantes représentent ce qui subsiste de la forme sinusoïdale; la tension renvoyée à l'entrée étant très grande, les sinusoïdes que l'on obtiendrait à la sortie — en l'absence de saturation — seraient de très forte amplitude, mais en raison même de ce phénomène de saturation, la tension de sortie ne peut dépasser une certaine valeur et le sommet des alternances se trouve être tronqué, ce qui se traduit par un trait horizontal.

En diminuant progressivement la tension de réaction, c'est-à-dire en déplaçant le curseur du potentiomètre vers le bas de la figure, le signal de sortie se rapproche de plus en plus de la forme sinusoïdale, puis en un certain point, quand la tension de réaction n'est plus suffisante pour entretenir les oscillations, celles-ci cessent brusquement. On dit que l'oscillateur « décroche ». Maintenant, si nous introduisons un peu de réac-

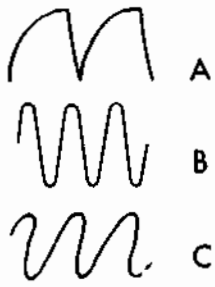


Fig. 12 - Formes d'onde de la tension de sortie en fonction du taux de réaction. La forme B est évidemment la meilleure.

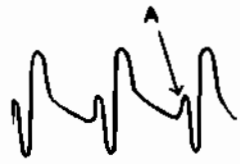


Fig. 13 - Tension de sortie obtenue avec le montage de la figure 11 mais avec une résistance de grille de forte valeur. Chaque impulsion compte deux cycles, puis cesse au point A, pour reprendre ensuite après un certain temps.

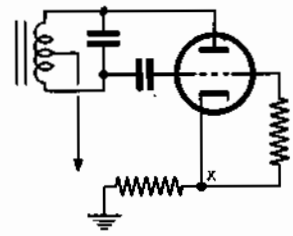


Fig. 14 - Montage d'oscillateur basse fréquence à couplage direct entre le circuit de sortie et le circuit d'entrée. La résistance branchée entre cathode et masse règle le taux de contre-réaction.

tion à un niveau, suffisant pour rétablir les oscillations, on obtient une forme d'onde du type indiqué fig. 10-B.

Celle-ci se rapproche sensiblement de la forme sinusoïdale et cela s'explique, d'une part parce que la tension de réaction étant faible, la lampe travaille dans la partie rectiligne de sa caractéristique et, d'autre part, parce que les harmoniques supérieures sont atténuées d'autant plus que leur ordre est plus élevé, par le circuit accordé de plaque qui ne laisse passer que la fondamentale, ce qui donne une onde pure.

Nous venons d'étudier un phénomène général qui caractérise non seulement le montage de la figure 9, mais tous les autres genres d'oscillateurs à réaction: si la tension de réaction est faible, on obtient une forme d'onde pure (sans distorsion) mais on court le risque de voir l'oscillateur décrocher; tandis que si la réaction est trop forte, les oscillations sont très stables, mais la forme d'onde produite est fortement distordue.

Polarisation de grille. — La tension délivrée par l'oscillateur de la figure 9 n'est pas parfaitement sinusoïdale, même dans les meilleures conditions de fonctionnement (figure 10-B). On peut voir, en effet, qu'elle présente toujours une certaine allure en dents de scie.

Dans ce montage, la polarisation de la grille est obtenue au moyen d'une résistance de 2 000 Ω placée dans le circuit de cathode et il convient d'essayer d'éliminer les défauts d'un tel montage en modifiant le système de polarisation de la grille. Le nouveau montage proposé est celui de la **figure 11**. Les valeurs les plus classiques sont de 50 000 Ω pour la résistance de grille et de 10 000 pF pour le condensateur de liaison qui ne doit pas opposer une trop forte réactance au signal BF.

Etudions le fonctionnement de ce montage dit à « polarisation automatique de grille ». En l'absence d'oscillations, la grille est au même potentiel que la cathode, de ce fait le coefficient d'amplification est maximum et les oscillations qui prennent immédiatement naissance sont transmises, à travers le condensateur de 10 000 pF, du circuit de sortie vers la grille, en phase avec la tension présente sur cette électrode. L'espace grille-cathode de la triode se comporte à la manière d'une diode et les alternances positives du signal sont dérivées vers la masse, par le circuit de cathode, tandis que les alternances négatives qui ne peuvent traverser le tube, passent dans la résistance de grille. Une différence de potentiel apparaît donc aux bornes de cette résistance, le pôle négatif étant du côté de la grille, et c'est cette tension négative obtenue par redressement du signal qui sert à polariser la grille de la lampe.

L'effet de « polarisation automatique » offre l'avantage de régler automatiquement l'amplification fournie par la lampe. C'est ainsi que plus les oscillations produites seront fortes, plus grande sera la tension recueillie aux bornes de la résistance de grille et, puisque cette tension est négative, elle aura pour effet de réduire en proportion l'amplification de l'étage. Inversement, si la tension de sortie est faible, la polarisation le sera également et l'amplification augmentera. En résumé, cette polarisation automatique a pour effet de réduire ou d'augmenter l'amplification fournie par la triode selon que les signaux de sortie sont forts ou faibles.

On comprendra facilement que ce système de polarisation automatique permet de produire des oscillations plus stables et plus régulières que celles que l'on pourrait obtenir avec le montage à polarisation par la cathode. On constate que la réaction se règle plus facilement et se maintient automatiquement au même niveau en cours de fonctionnement; la tension de sortie fournie par cet oscillateur, si le taux de réaction est bien réglé, est sensiblement sinusoïdale. La **figure 12** montre trois formes de tensions de sortie telles qu'elles sont visibles sur l'écran d'un oscilloscope dont les bornes d'entrée verticales sont reliées directement aux extrémités du secondaire du transformateur de sortie de l'oscillateur. En **A**, le signal obtenu lorsque la réaction est maximale, c'est-à-dire quand le curseur du potentiomètre est tout en haut. En B, la réaction a été réglée juste au-dessus du point où se produit l'amorçage des oscillations, le signal est presque parfaitement sinusoïdal. La fig. 12-C représente la forme de la tension de sortie pour une position du curseur intermédiaire entre les deux précédentes.

Fig. 15 A - Forme d'onde de la tension délivrée par l'oscillateur de la figure 14 en donnant à la résistance R une valeur de 2 500 Ω. Comme on peut le voir, cette tension est sensiblement sinusoïdale.

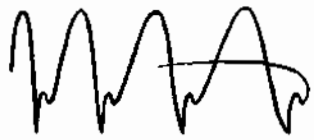


Fig. 15 B - Si la résistance R est réduite à zéro, c'est-à-dire en l'absence totale de contre-réaction, le signal résultant est considérablement distordu.

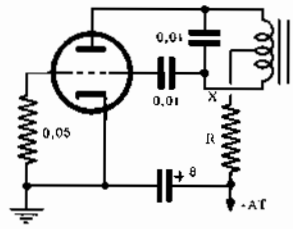


Fig. 16 - Dans ce montage la résistance de contre-réaction R est placée dans le circuit de plaque et non dans celui de grille.

La valeur de la résistance de grille doit être choisie entre certaines limites. D'une manière générale, si elle est trop faible, la tension de polarisation est insuffisante et la triode se trouve saturée, d'où surcharge du circuit oscillant et production d'oscillations affectées de fortes distorsions. De plus, l'effet de réglage automatique de l'amplification devient très faible ce qui détruit la stabilité et la régularité des oscillations qui sont les principales caractéristiques de ce montage. C'est ainsi que par exemple, si nous remplaçons la résistance de 50 000 Ω par une de 5 000 Ω la forme de la tension de sortie ressemble à celle produite par l'oscillateur à polarisation par la cathode (figure 10).

Par contre, si la résistance de grille est de valeur trop élevée, la tension de polarisation devient très négative et peut entraîner parfois un véritable blocage du tube. Dans ce cas, les oscillations cessent, puis après un certain temps, les charges accumulées dans le condensateur s'écoulent vers la masse, le tube se débloque et les oscillations recommencent. Après quelques cycles, la triode se bloque à nouveau et le processus se poursuit. Nos lecteurs savent que ce phénomène est mis à profit dans certains types d'oscillateurs, appelés « oscillateurs bloqués », pour produire des impulsions de formes déterminées. Mais s'il est volontairement recherché dans ce cas, il doit être soigneusement évité dans les oscillateurs destinés à fournir des signaux sinusoïdaux.

Pour se rendre compte visuellement, sur l'écran de l'oscilloscope, de la forme du signal engendré lorsque la résistance de grille est de valeur trop forte, on peut remplacer la résistance de 50 000 Ω de la fig. 11, par une résistance de 2 MΩ. La forme de la tension de sortie devient alors celle de la **figure 13**. On remarquera que les oscillations durent seulement deux cycles, après quoi l'oscillateur se bloque pendant un temps déterminé qui est fonction des valeurs de la résistance et du condensateur de liaison entre le circuit de sortie et le circuit d'entrée. Ce phénomène se répète d'une façon régulière et ce montage peut être utilisé pour la production d'impulsions.

Revenant au montage normal d'oscillateur sinusoïdal, nous pouvons ajouter que la valeur correcte de la résistance de grille dépend également de la fréquence des oscillations engendrées. C'est ainsi que si nous voulons obtenir des fréquences basses, on peut augmenter la valeur de la résistance jusqu'à 100 000 Ω et plus; tandis que pour des fréquences élevées, on peut se contenter de 20 000 à 10 000 Ω seulement.

La contre-réaction. — Etudions maintenant comment un montage oscillateur peut être amélioré par l'introduction d'un circuit de contre-réaction. Dans les deux montages précédents, figures 9 et 11, la réaction peut être réglée au moyen du potentiomètre branché en parallèle sur le secondaire du transformateur de sortie. Du fait de la présence de cette résistance le circuit oscillant se trouve être fortement amorti ce qui réduit considérablement son coefficient de surtension.

Le meilleur moyen pour prélever la tension de réaction, serait de pouvoir disposer d'une prise mobile sur le secondaire du transformateur, mais il est évident que cela est très difficile à réaliser. On utilise alors le montage de la **figure 14**, dans lequel on a un couplage direct entre le circuit de sortie et le circuit d'entrée. La réaction est ainsi fixée en permanence très près de sa valeur maximale, mais son effet est contrebalancé par une contre-réaction cathodique, obtenue au moyen d'une résistance commune à la cathode et à la grille. La valeur de cette résistance est choisie de telle sorte que l'amplification de l'étage soit tout juste suffisante pour entretenir les oscillations; l'oscillateur fonctionne donc très près de son seuil d'accrochage. Pour faciliter la mise au point, on peut monter une résistance variable d'une valeur maximum de 5 000 Ω.

Il ne faut pas confondre la résistance de contre-réaction avec la résistance de polarisation cathodique du schéma de la figure 9. En effet, dans ce montage la résistance de 2 000 Ω n'est insérée que dans le circuit de cathode, et non dans celui de grille; elle a pour effet de porter la cathode à un potentiel positif par rapport à la masse, ce qui équivaut à polariser la grille négativement par rapport à la cathode. Par contre, dans le montage de la figure 14, la résistance de contre-réaction est commune aux circuits de cathode

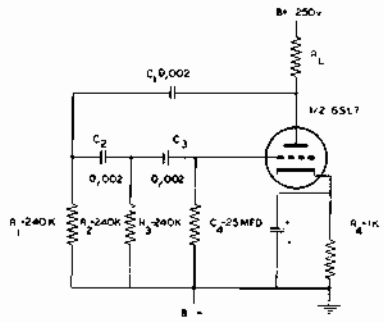


Fig. 17 - Exemple d'oscillateur basse fréquence du type «phase shift».

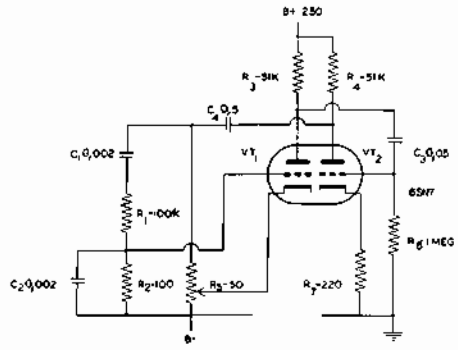


Fig. 18 - Oscillateur basse-fréquence à « pont de Wien ». La fréquence est fonction des valeurs de R1, C1, R2 et C2.

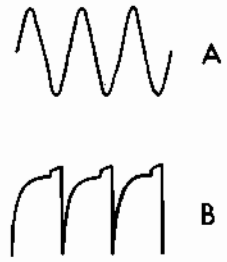


Fig. 19 - Tensions fournies par l'oscillateur de la figure 18. En A, sensiblement sinusoïdale, en B affectée d'une forte distorsion.

et de grille et elle ne détermine donc aucune différence de potentiel entre ces deux électrodes. La tension de polarisation est obtenue automatiquement, comme dans la figure 11, au moyen de la résistance de grille de 50 000 Ω et elle est fonction de l'amplitude de la tension de réaction transmise par le condensateur de 10 000 pF.

La **figure 15** représente deux des formes d'onde de la tension de sortie délivrée par le montage de la figure 14. La tension représentée en **A**, sensiblement sinusoïdale, est obtenue avec une résistance de contre-réaction R de 2 500 Ω tandis que celle représentée en **B** correspond à une résistance de contre-réaction nulle (R = 0). Ces deux figures montrent clairement l'efficacité de la contre-réaction.

Dans le cas où l'on ne peut insérer une résistance dans le circuit cathode-grille, parce que pour des raisons particulières la cathode doit être réunie directement à la masse, on peut introduire une contre-réaction dans le circuit plaque-grille. La résistance a été cette fois mise en série dans le circuit d'alimentation anodique ce qui provoque une rétrocession d'énergie de la plaque vers la grille, mais en opposition de phase. La valeur de cette résistance est du même ordre que celle de cathode de la figure 14.

En branchant un oscilloscope à la sortie de cet oscillateur, aux bornes de la charge anodique inductive on pourra observer des tensions de forme semblables à à celles de la figure 15, en fonction des valeurs de R.

Oscillateurs RC. — Parmi ces oscillateurs, dont le fonctionnement ne nécessite aucune inductance, nous connaissons déjà le montage « phase-shift » et celui à « pont de Wien ». En ce qui concerne le premier, l'oscilloscope nous permet de réaliser deux mesures intéressantes. Considérons le montage de la **figure 17**: avec les valeurs indiquées pour les différents éléments il produit des oscillations dont la fréquence est de 84 Hz, environ. Supposons maintenant que nous fassions varier en même temps les résistances R_1, R_2 et R_3 et les condensateurs C_2 et C_3, tout en les gardant égaux entre-eux. Si nous mesurons, au moyen d'un oscilloscope et d'un générateur étalon, la fréquence de la tension de sortie (sur la plaque de la lampe), nous trouvons qu'elle répond à la formule:

$$f \quad \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}}$$

avec naturellement, une certaine tolérance due à l'imprécision des condensateurs et des résistances.

On peut vérifier en outre, que pour un fonctionnement correct de ce montage, on ne peut choisir arbitrairement la valeur de la résistance de charge R_L, mais qu'elle doit être comprise entre certaines limites déterminées par les valeurs des résistances et des condensateurs du réseau déphaseur. Par exemple, avec les valeurs de la figure 17, on trouve que R_L doit être de 70 000 Ω environ. Si nous la remplaçons par une résistance de 20 000 ou de 25 000 Ω nous constatons que le montage cesse d'osciller. La forme d'onde que l'on observe sur l'écran d'un oscilloscope branché entre plaque et cathode de cet oscillateur, n'est jamais parfaitement sinusoïdale. Elle peut être améliorée en ajustant au mieux la valeur de la résistance R_L.

Avec les valeurs choisies, cet oscillateur peut délivrer une tension de sortie de l'ordre de 50 volts crête à crête, que l'on peut facilement mesurer à l'oscilloscope. Au fur et à mesure que l'on s'éloigne de la valeur optimum de R_L (aux environs de 70 000 Ω, l'amplitude de la tension de sortie diminue jusqu'à disparaître complètement au delà de certaines limites (seuil de décrochage de l'oscillateur).

Un exemple d'oscillateur à pont de Wien est donné dans la **figure 18**. Avec ce montage, la fréquence des oscillations dépend principalement des valeurs des composants des réseaux R_1-C_1 et R_2-C_2. Le potentiomètre R_5, constituant l'autre bras du pont, a pour effet de faire varier tant la forme d'onde du signal de sortie que la fréquence des oscillations.

Examinons à l'oscilloscope la forme d'onde de la tension de sortie; celle-ci, dépend de la position du curseur du potentiomètre R_5. Supposons que l'on fasse $R_1 = R_2$ et $C_1 = C_2$, on trouve que pour la position de R_5 donnant la meilleure forme du signal de sortie, la fréquence des oscillations produites peut être

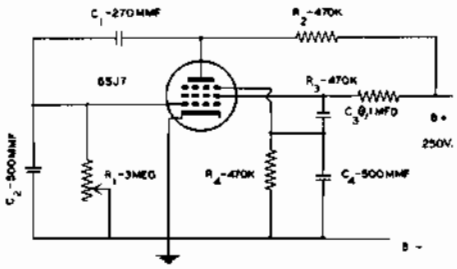


Fig. 20 - Oscillateur basse fréquence « transitron » dans lequel la fréquence du signal est rendue variable au moyen de la résistance R1.

A

Fig. 21 A - Forme d'onde du signal à la fréquence de 50 Hz.

B

Fig. 21 B - En augmentant la fréquence à 5 000 Hz, la forme d'onde s'améliore.

C

Fig. 21 C - Pour une fréquence encore plus élevée, 15 kHz, la tension de sortie est presque sinusoïdale.

calculée au moyen de la formule:

$$f = \frac{1}{2 \pi R C}$$

dans laquelle R est la valeur de R_1 et de R_2, et C celle de C_1 et de C_2. Avec les valeurs portées sur la figure 18, la fréquence des oscillations pour cette position du potentiomètre R_5 est de 325 Hz environ. La tension de sortie, dont la forme est représentée sur la **figure 19-A**, est de 7 volts crête à crête.

Déplaçons maintenant le curseur du potentiomètre jusqu'à obtenir une fréquence d'oscillation très différente, par exemple 90 Hz. On constate alors que la tension de sortie a considérablement augmenté et dépasse 100 volts crête à crête. Par contre la qualité du signal est devenue nettement plus mauvaise, comme le montre l'oscillogramme de la figure 19-**B**, et s'éloigne considérablement de la forme sinusoïdale.

Nous pouvons conclure en disant que aussi bien les valeurs de R et de C que celle de R_5 influent sur la fréquence et la forme de la tension de sortie. Cependant, si nous ne considérons que les tensions sinusoïdales la fréquence des oscillations dépend seulement de R et de C (R_5 étant réglé pour obtenir la forme correcte) et est donnée par la formule ci-dessus. Inversement pour une fréquence donnée, la forme des oscillations, donc de la tension de sortie ne dépend que de la position du curseur du potentiomètre R_5.

Il existe encore un autre genre d'oscillateur du type R-C, le « transitron ». Son fonctionnement est basé sur le phénomène de résistance négative dans un amplificateur à tétrode, au moyen duquel on peut entretenir des oscillations. En effet pour faire osciller un circuit, il suffit de faire en sorte que la résistance «positive» qui tend à amortir les oscillations soit annulée par une résistance « négative » de valeur au moins égale. Cette résistance négative est généralement obtenue en réinjectant une fraction de la tension de sortie dans le circuit d'entrée d'un amplificateur (réaction positive) par couplage direct, inductif ou capacitif.

Un oscillateur « transitron » équipé d'un tube 6SJ7 est représenté sur la **figure 20**. En faisant varier la valeur de la résistance R_1, on peut obtenir des oscillations s'étendant dans une bande comprise entre 18 et 14 000 Hz. Dans un tel montage toutefois, la fréquence des oscillations ne dépend pas essentiellement de la valeur de tel ou tel composant, mais de l'ensemble des résistances et des condensateurs, ainsi que du type de lampe utilisé.

L'oscillateur « transitron » présente un grave inconvenient: la forme d'onde de la tension de sortie est généralement très distordue par rapport à la sinusoïde idéale. Toutefois, elle tend à s'améliorer au fur et à mesure que la fréquence des oscillations devient plus élevée. C'est ainsi qu'avec les valeurs des éléments de la **figure 21** (en **A**, à 50 Hz, en **B** à 5 000 Hz et en **C** à 15 000 Hz) qui montre clairement que l'on se rapproche d'autant plus de la forme sinusoïdale que la fréquence des oscillations devient plus grande.

Oscillateurs haute fréquence — Les mesures que l'on peut exécuter sur de tels générateurs à l'aide d'un oscilloscope cathodique ne diffèrent pas de celles décrites plus haut. L'unique difficulté réside dans la nécessité de posséder un oscilloscope ayant une bande passante très large, suffisante pour ne pas introduire de distorsions dans le signal à examiner. En outre, la fréquence du balayage en dents de scie doit pouvoir atteindre des valeurs assez élevées si l'on veut examiner dans tous ses détails la forme de la tension HF.

C'est ainsi que si nous voulons examiner sur l'écran la forme et la tension d'un signal HF d'une fréquence de 1 MHz, il faut disposer d'un oscilloscope ayant les caractéristiques suivantes:

1 - la fréquence du balayage horizontal (base de temps) doit pouvoir être réglée sur 150-200 kHz pour permettre un examen précis de quelques cycles du signal.

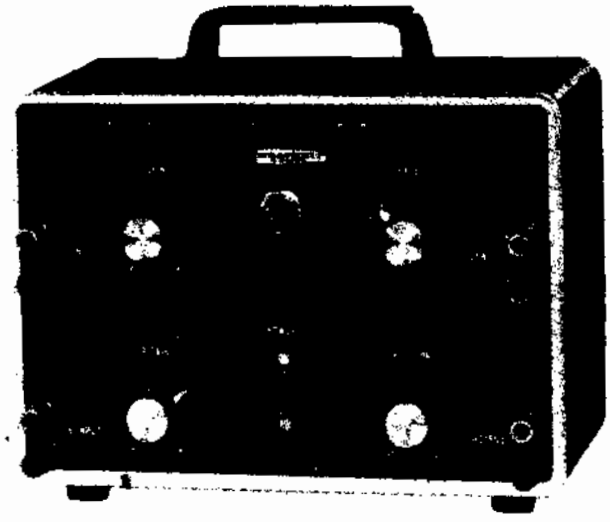
2 - La bande passante de l'amplificateur vertical doit s'étendre jusqu'à 5 MHz au minimum. Il semblerait qu'une bande passante de 1 MHz soit suffisante, mais il faut tenir compte que les harmoniques du signal seraient fortement atténuées et que les oscillations pourraient apparaître sensiblement sinusoïdales même si elles sont en réalité très distordues justement par la présence d'harmoniques indésirables.

Leçon n° 104

LES ACCESSOIRES DE L'OSCILLOSCOPE

Comme de nombreux autres instruments de laboratoire, l'oscilloscope à rayons cathodiques peut être complété par des appareils accessoires qui, bien qu'assez simples, n'en étendent pas moins considérablement le champ d'application de l'instrument. Dans ces leçons, nous étudierons les plus importants de ces accessoires et nous donnerons toutes les indications pratiques en vue de leur construction.

Parmi eux, un des plus interessant est le commutateur électronique qui permet d'effectuer avec un oscilloscope de caractéristiques moyennes, les mêmes mesures que celles ne pouvant normalement être faites qu'avec un instrument d'une classe supérieure, donc plus coûteux.



CONSTRUCTION D'UN COMMUTATEUR ELECTRONIQUE

Ainsi que nous avons déjà eu l'occasion de le signaler très brièvement au cours de notre étude générale sur l'oscilloscope à rayons cathodiques, il existe des instruments de ce type permettant l'observation simultanée de deux signaux différents. En substance, un tel instrument résulte de la combinaison de deux oscilloscopes dont les amplificateurs horizontaux et verticaux aboutissent à un tube cathodique spécial comportant deux canons à électrons séparés. Les deux rayons cathodiques sont déviés vers l'écran de telle sorte que les deux traces se développent simultanément mais séparément. Un tel instrument permet donc par exemple, l'examen des tensions d'entrée et de sortie d'un amplificateur, de déterminer le déphasage ou les altérations subies par le signal dans son passage dans l'amplificateur, sans avoir à relier alternativement l'entrée verticale de l'oscilloscope à l'un ou l'autre des points où il nous intéresse de faire ces comparaisons. C'est donc un appareil extrêmement utile, mais très coûteux.

Le commutateur électronique permet d'obtenir le même résultat avec un oscilloscope à simple trace de type courant. Les deux signaux à observer simultanément sont appliqués aux deux entrées du commutateur et en sortent alternativement — c'est-à-dire à tour de rôle — avec une certaine fréquence, appelée **fréquence de commutation**, pour être envoyés à l'entrée unique de l'oscilloscope (entrée verticale).

La fréquence de commutation est suffisamment élevée de sorte que l'inertie de la rétine de l'oeil de l'observateur ne permet pas de discerner la succession des deux images qui, en conséquence, paraissent être constamment présentes sur l'écran, tout comme avec un oscilloscope à double trace.

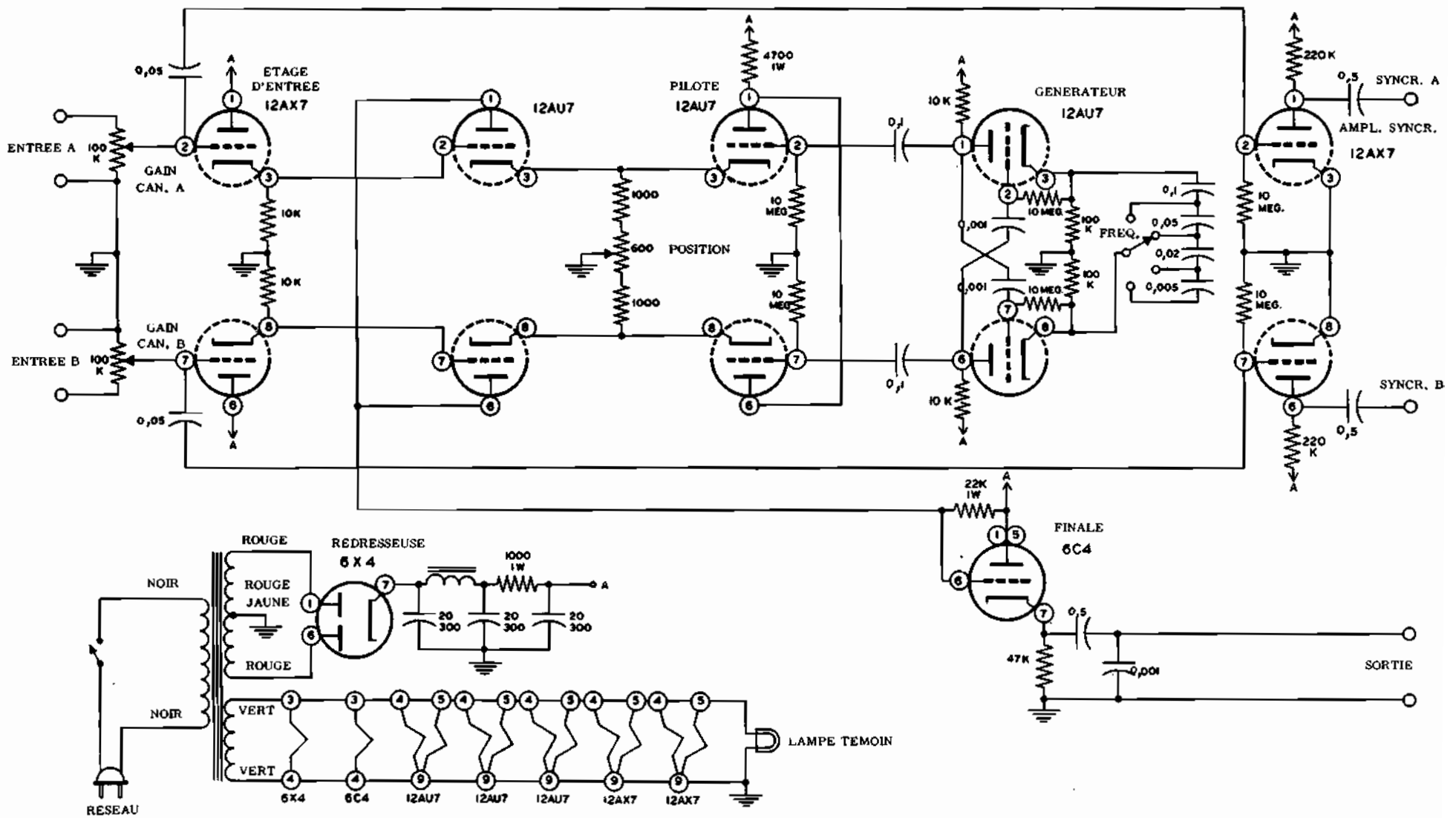


Fig. 1 - Schéma général du Commutateur Electronique mod. ID 22. Sont indiquées les valeurs des composants, les fonctions des différentes commandes et les indications des bornes d'entrée et de sortie. Il consiste — pratiquement — en un multivibrateur (lampe 12AU7) qui fournit un signal rectangulaire dont la fonction est de bloquer et de débloquer alternativement les deux tubes de commutation, constitués par les deux sections de la double triode 12AU7, qui suit l'étage d'entrée. Les deux premières triodes (12AX7) amplifient les signaux appliqués aux entrées A et B. Ces mêmes signaux, amplifiés par les triodes de l'amplificateur de synchronisation (12AX7, à l'extrême-droite) sont disponibles aux bornes de sync. A et B, et servent à synchroniser le balayage de l'oscilloscope.
L'alimentation est classique. La fréquence de commutation est variable et peut prendre quatre valeurs différentes par commutation des condensateurs du circuit de cathodes du multivibrateur. La tension de sortie est recueillie aux bornes de la résistance de charge cathodique du tube final (6C4).

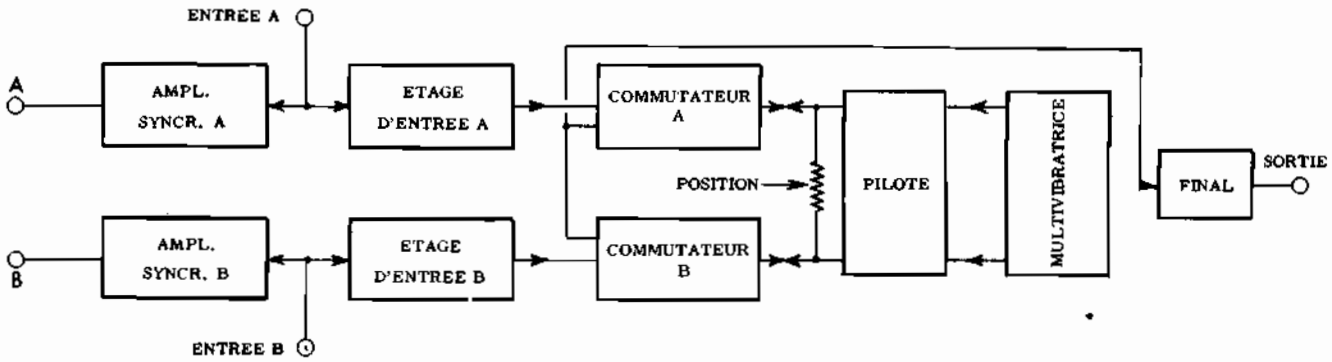


Fig. 2 - Schéma synoptique illustrant les différentes fonctions des étages du commutateur électronique.

CARACTERISTIQUES GENERALES

Fréquences de commutation	150, 500, 1 500 et 5 000 Hz environ.
Réponse à la fréquence du signal	± 1 dB de 0 à 100 kHz.
Impédance d'entrée	100 000 ohms.
Impédance de sortie	1 000 ohms en parallèle sur 1.000 pF.
Amplitude maximale du signal de sortie	25 volts crête à crête.
Amplification maximale	5 fois.
Amplitude maximale du signal d'entrée	1,8 volts eff. (soit 5 volts crête).
Transitoires de commutation	2 volts crête (*).
Tubes utilisés	Deux 12AX7, trois 12AU7, une 6C4 et une 6X4.
Alimentation	105-125 volts, 50 Hz, 30 w.
Dimensions	24 × 16,5 × 12,6 cm.

(*) Les transitoires de commutation sont des signaux parasites qui prennent naissance lors de la commutation électronique interne; ils peuvent surcharger l'amplificateur à gain élevé de l'oscilloscope si leur amplitude est trop forte. En conséquence, il est bon que les signaux à examiner aient une tension minimale de 0.1 volt (à l'entrée du commutateur).

ETUDE DU SCHEMA

Le Commutateur Electronique mod. ID-22 que nous présentons, est commercialisé sous la forme bien connue d'ensemble prêts à câbler ou « Kits ». Le schéma général est donné sur la **figure 1**, il s'agit là d'un appareil assez simple qui ne présente aucune difficulté de construction pour tous ceux ayant déjà réalisé d'autres montages décrits dans ce Cours. La commutation des deux signaux d'entrée peut se faire à l'une des quatre fréquences disponibles citées plus haut, cette fréquence étant déterminée par quatre capacités commutables (de tolérance assez large). Ces fréquences de commutation sont suffisament différentes les unes des autres pour qu'il soit possible de choisir dans tous les cas l'une d'entre elles assez éloignée de la fréquence du signal à examiner pour éviter l'apparition simultanée, sur l'écran de l'oscilloscope, du signal et des impulsions de commutation.

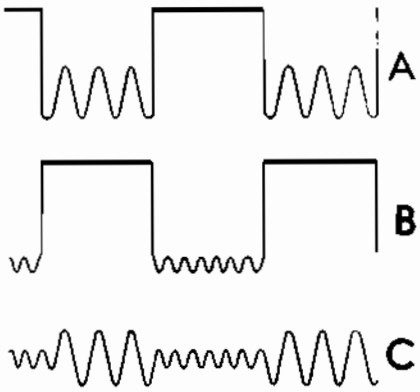


Fig. 3 - Exemples d'images séparées de deux signaux différents (A et B) et image simultanée (C). Dans ce dernier cas, la commande de position des traces est réglée pour obtenir la superposition des deux images.

La tension de synchronisation disponible à la sortie des amplificateurs de synchronisation peut être injectée à la prise « synchronisation extérieure » de l'oscilloscope pour immobiliser les images sur l'écran.

La **figure 2** donne le schéma synoptique de l'appareil et montre les différentes sections. Le signal appliquée à l'entrée A peut être atténué au niveau désiré, puis il est dirigé vers l'amplificateur de synchronisation et vers un étage à couplage cathodique.

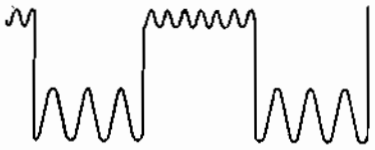


Fig. 4 - Représentation simultanée des deux signaux décalés par rapport à l'axe pour une observation plus facile.

Le multivibrateur produit des signaux rectangulaires que l'on recueille sur les plaques de la double triode. Le signal rectangulaire présent sur l'une des plaques est transmis à la grille d'une des deux triodes pilotes, dont la cathode est reliée, à son tour, directement à la lampe de commutation.

Sous l'effet de ce signal rectangulaire d'amplitude assez élevée, la lampe de commutation est successivement bloquée et débloquée, c'est-à-dire qu'elle fonctionne exactement comme un commutateur qui laisse passer ou interrompt le signal.

La tension rectangulaire issue de l'autre plaque du multivibrateur exerce une action identique sur l'autre triode pilote et sur l'autre tube de commutation faisant partie de la deuxième chaîne reliée à l'entrée B de l'appareil.

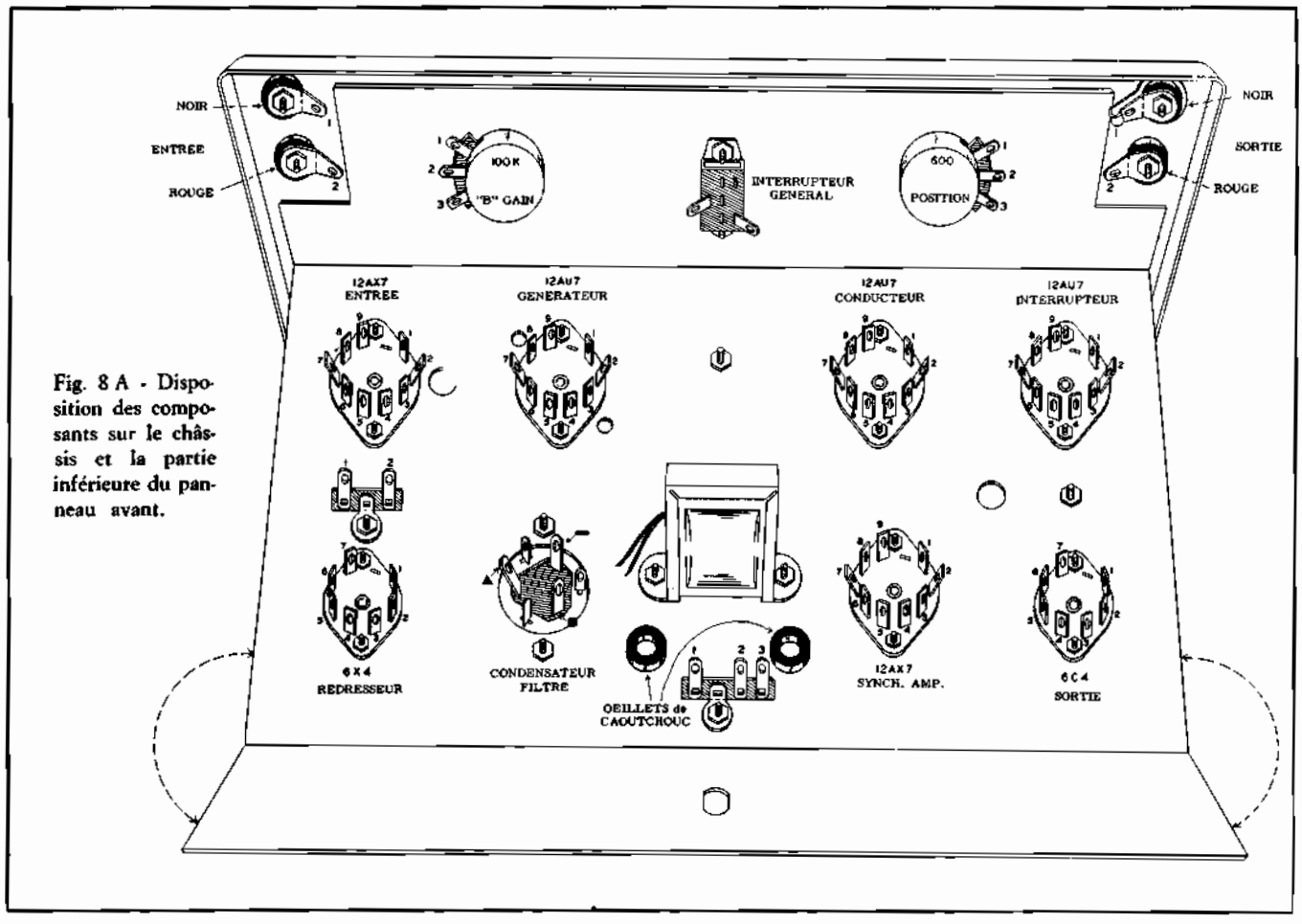


Fig. 8 A - Disposition des composants sur le châssis et la partie inférieure du panneau avant.

C'est ainsi que, lorsque l'étage de commutation A amplifie normalement, l'autre étage B est bloqué. Les plaques de ces deux tubes sont reliées à une résistance de charge commune et en conséquence, les deux signaux d'entrée sont recueillis alternativement aux bornes de cette résistance de charge sous la forme représentée sur les **figures 3-A** et **3-B**.

Si les deux triodes de commutation fonctionnent avec des tensions de polarisation différentes, leurs courants anodiques seront différents, de même que les tensions anodiques: dans un tel cas, les deux tensions de sortie seront décalées l'une rapport à l'autre comme le montre la **figure 4**.

Fig. 5 - Forme d'onde du signal de commutation, en l'absence de signaux d'entrée.

On constate alors — aux instants où les deux signaux d'entrée (A et B) ont une amplitude nulle — que le signal de sortie total recueilli aux bornes de la résistance de charge commune est une onde rectangulaire du type de celle de la **figure 5**.

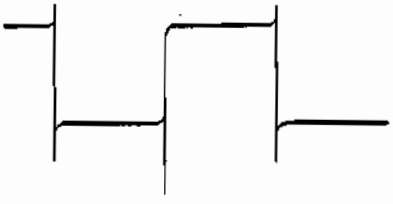


Fig. 6 - Représentation graphique des transitoires accompagnant le signal de commutation.

Mais en réalité, la commutation d'une lampe à l'autre ne se faisant pas instantanement, on constate la présence de transitoires qui se manifestent à chaque oscillation par une déformation des parties verticales des signaux (voir **figure 6**). L'amplitude de ces transitoires varie selon le type de lampe utilisé.

Si l'on adopte une fréquence de commutation asynchrone et si — pour stabiliser l'image sur l'écran — on synchronise la base de temps de l'oscilloscope sur le signal à examiner et non sur celui de commutation on supprime la trace des tensions de commutation et de leurs transitoires et l'on observe sur l'écran du tube cathodique que les seules traces des signaux appliqués aux entrées A et B, comme sur la **figure 7**.

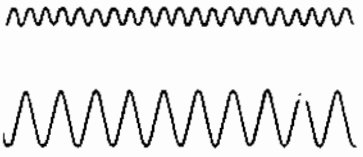


Fig. 7 - Image des deux signaux d'entrée obtenue avec une fréquence de commutation asynchrone en synchronisant la base de temps sur la fréquence de ces signaux.

La commande de position permet de faire varier la polarisation respective des tubes de commutation, donc le déplacement des deux images. On peut donc, soit les séparer complètement en faisant en sorte que l'une s'inscrive vers le haut et l'autre vers le bas de l'écran, soit les superposer exactement l'une sur l'autre.

Les signaux recueillis sur les plaques des tubes de commutation sont transmis par couplage direct à la grille d'une lampe à sortie sur la cathode (cathode fol-

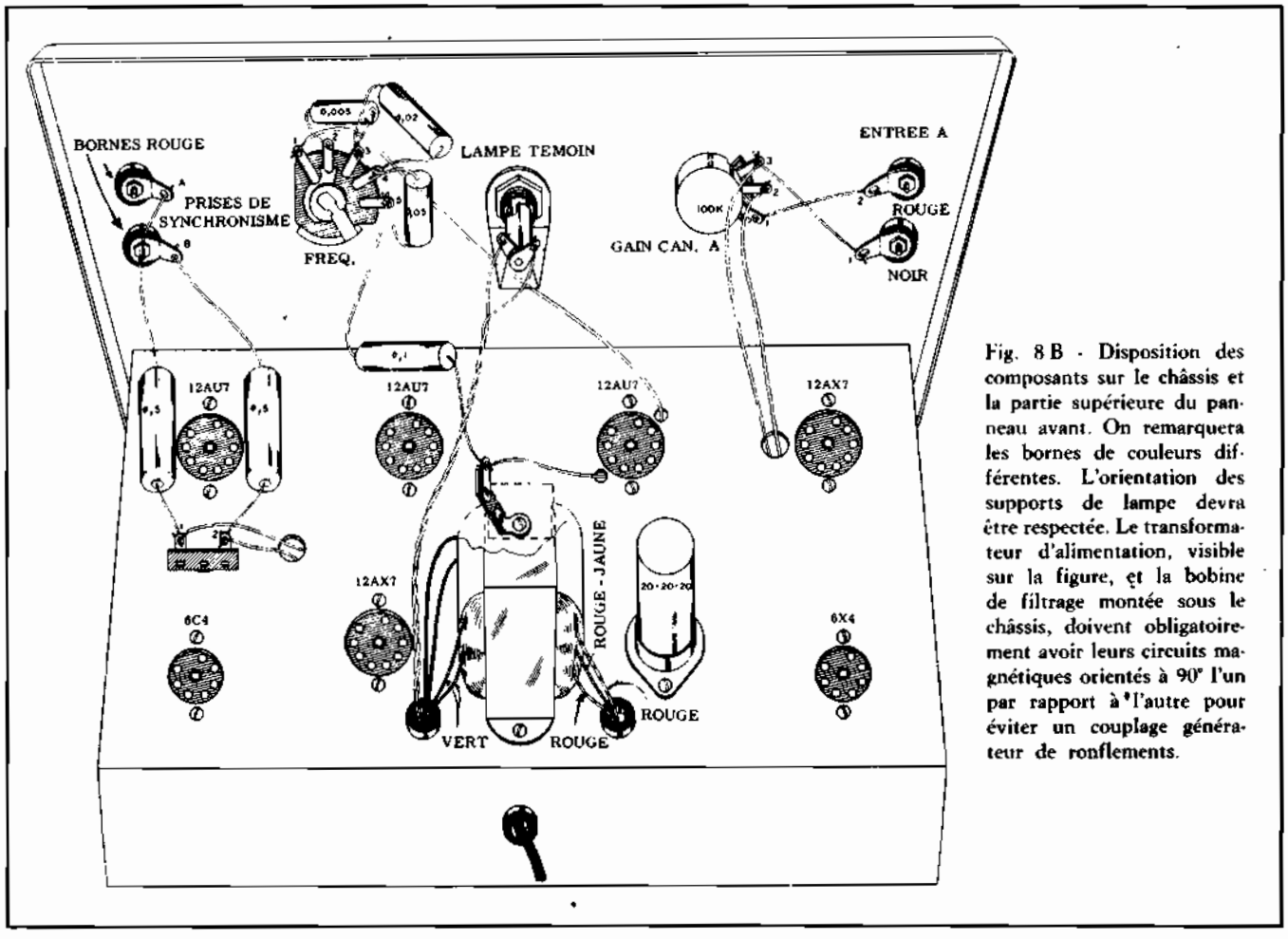


Fig. 8 B - Disposition des composants sur le châssis et la partie supérieure du panneau avant. On remarquera les bornes de couleurs différentes. L'orientation des supports de lampe devra être respectée. Le transformateur d'alimentation, visible sur la figure, et la bobine de filtrage montée sous le châssis, doivent obligatoirement avoir leurs circuits magnétiques orientés à 90° l'un par rapport à l'autre pour éviter un couplage générateur de ronflements.

lower) et les tensions recueillies aux bornes de la résistance cathodique sont transmises aux bornes de sortie par l'intermédiaire d'un condensateur de forte capacité.

La sortie est shuntée par un condensateur dont le rôle est de réduire l'amplitude des transitoires de commutation, mais la réponse de l'instrument aux fréquences élevées se trouve de ce fait sensiblement diminuée. Evidemment, en supprimant ce condensateur, on peut étendre la courbe de réponse du commutateur mais au préjudice de la suppression des transitoires. Inversement, dans le cas où le commutateur électronique n'est utilisé que pour l'observation de signaux de basse fréquence, on peut augmenter la valeur de ce condensateur ce qui permet de réduire considérablement l'amplitude de ces transitoires jusqu'à les rendre pratiquement invisibles. On remarquera toutefois qu'une capacité supérieure à 0,01 µF n'a pratiquement plus d'effet sur les transitoires, tandis que la qualité des signaux observés devient mauvaise en raison de l'arrondissement des angles des deux rectangulaires.

MONTAGE MECANIQUE

Nous avons déjà eu souvent l'occasion de décrire des réalisations d'instruments de mesure livrés en ensembles « prêts à câbler », c'est pourquoi nous ne nous étendrons pas sur les conseils préliminaires valables dans la généralité des cas. Comme pour les précédentes réalisations, les plans détaillés accompagnant cette description sont suffisamment explicites pour comprendre comment les composants doivent être disposés sur le châssis et réunis entre-eux.

La **figure 8-A** montre la partie inférieure du châssis et du panneau avant vu de l'arrière

La figure **8-B** montre la partie supérieure du châssis et du panneau avant vu de l'arrière. A gauche, les deux bornes de sortie du signal de synchronisation extérieure des canaux A et B; plus à droite, nous voyons le contacteur sélecteur de fréquence de commutation avec les quatre condensateurs dans leurs positions respectives; puis le voyant lumineux indiquant que l'appareil est sous tension, la commande de gain de l'amplificateur A (potentiomètre de 100 000 Ω et, à l'extrême droite, les deux bornes d'entrée de ce canal, A. On remarquera que parmi ces deux bornes, celle de couleur noire qui est la plus basse des deux doit être reliée à la masse, tandis que les deux bornes de gauche, toutes les deux rouges, sont isolées du panneau avant puisqu'elles reçoivent les signaux de synchronisation A et B.

Sur le châssis, vu du dessus, nous voyons les sept supports de lampes (représentés vus par dessous sur le plan de la **figure 9**); le transformateur d'alimentation, dont le circuit magnétique doit être placé à angle droit par rapport à celui de la bobine de filtrage fixée sous le châssis pour éviter les inductions mutuelles; le condensateur électrolytique tubulaire double et, enfin, une équerre relais à deux cosses auxquelles sont reliés les deux condensateurs allant aux bornes de synchronisation.

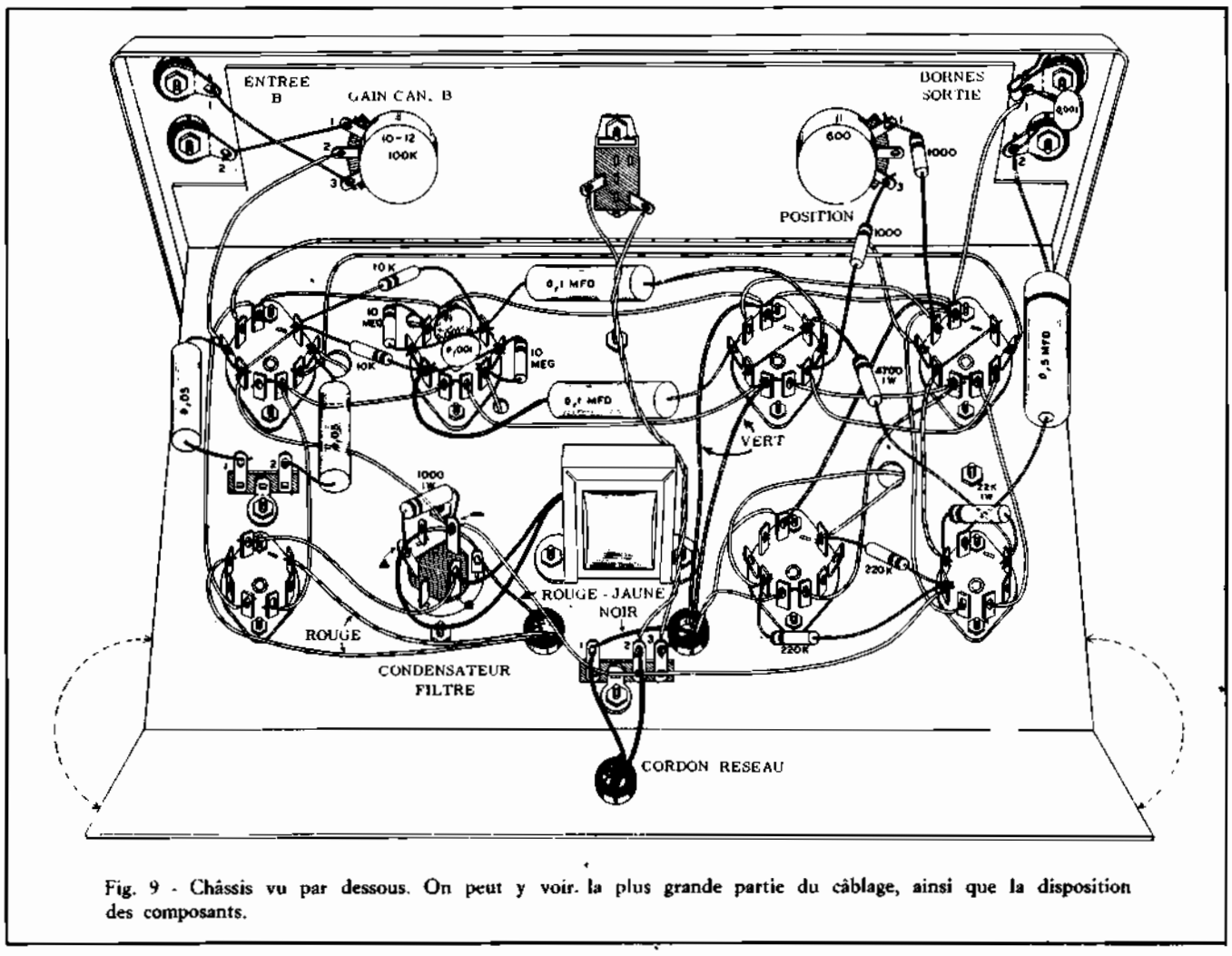


Fig. 9 - Châssis vu par dessous. On peut y voir la plus grande partie du câblage, ainsi que la disposition des composants.

Ce montage mécanique n'offre aucune difficulté, il suffit de respecter scrupuleusement les positions indiquées pour les divers composants, de bloquer convenablement les vis de fixation et, pour sauvegarder la bonne présentation finale de l'appareil, de prendre soin de recouvrir la table de montage d'un tissu épais pour éviter de rayer le panneau avant au cours des diverses manipulations nécessitées par le montage et le câblage.

La figure 9 montre la partie inférieure du panneau avant et le dessous du châssis; les divers éléments qui y sont fixés et les connexions à réaliser sont clairement visibles.

MONTAGE ELECTRIQUE

Le câblage de cet appareil s'éxécute également sans aucune difficulté; le schéma général — qui est très simple — constitue déjà un guide suffisant pour la disposition des petits composants: toutefois, pour faciliter au maximum le travail du futur constructeur et pour éviter toute erreur dans le parcours des diverses connexions, nous donnons — comme d'habitude — des plans de câblage aux différents stades du montage.

On commencera par fixer le cordon secteur et l'on poursuivra en câblant les connexions de masse, des filaments des lampes, etc... A ce propos, on remarquera que les lampes à chauffage sous 12 volts sont en réalité alimentées sous 6 volts, par la manière classique, en reliant en parallèle les deux filaments. Cela est rendu possible par la présence d'une broche correspondant au point milieu des deux filaments en série.

On poursuivra le câblage en soudant les résistances et les condensateurs figurant sur le plan de la figure 9; puis, cette première partie étant complétée, on passera à l'exécution de la deuxième « couche » de câblage, représentée sur la **figure 10**. Remarquons que, pour rendre plus compréhensible la suite des opérations, toute la partie du câblage déjà éxécutée (figure 9) a été reproduite en traits plus légers, tandis que les composants et les connexions à ajouter dans cette seconde partie du montage ont été dessinés en traits plus marqués. On voit donc qu'un unique conducteur de masse, en fil nu, relié aux bornes de masse du panneau avant, est disposé sous le châsis après avoir été convenablement façonné pour lui faire suivre le trajet indiqué. C'est à ce fil que sont soudées toutes les résistances dont une extrémité est reliée à la masse (voir schéma). On remarquera également le câble blindé reliant les deux cosses de l'équerre relais, visible à gauche, aux cosses 2 et 7 du support de la 12AX7, amplificatrice de synchronisation.

Une fois terminé la mise en place des composants et le câblage correspondant, il ne reste plus qu'à vérifier soigneusement le travail effectué, en suivant attenti-

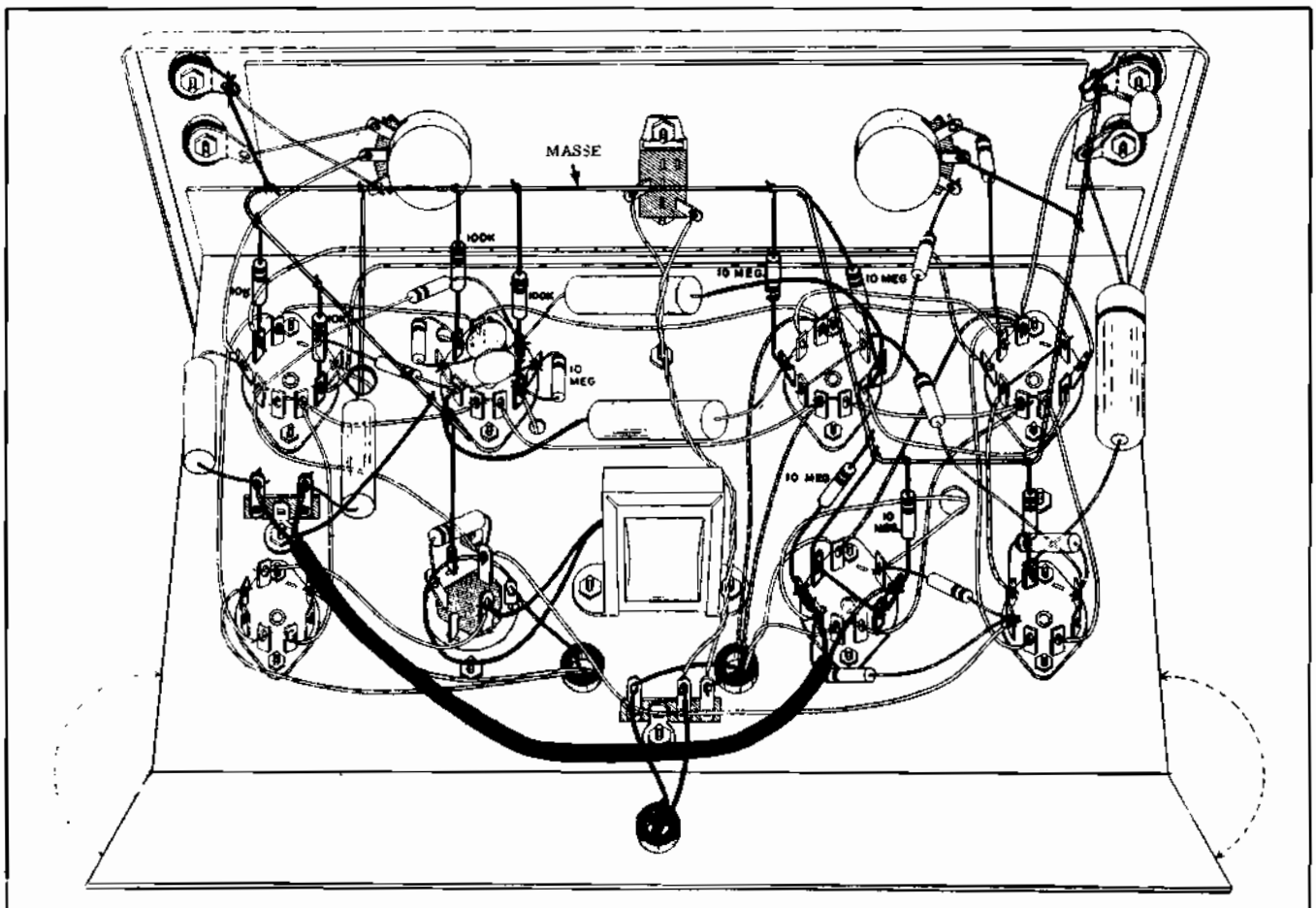


Fig. 10 - Deuxième étape du câblage de l'appareil. On remarquera le conducteur de masse, en fil nu rigide, auquel aboutissent de nombreuses résistances.

vement le schéma électrique et les plans représentant les différentes étapes du montage.

Il sera bon de procéder à ces vérifications en s'aidant d'un ohmmètre, au moyen duquel on pourra s'assurer de la continuité des connexions, de la valeur des résistances et de l'isolement des condensateurs.

MISE EN ROUTE ET ESSAIS

Comme pour toute nouvelle réalisation, le premier contrôle consistera dans la recherche des courts-circuits éventuels dans la partie haute tension. Pour cela on branchera un ohmmètre, placé sur la position prévue pour la mesure des résistances élevées, aux bornes du deuxième condensateur de filtrage. Après un bond en avant, dû à la charge du condensateur, l'ohmmètre devra indiquer une résistance de l'ordre de 500 000 Ω.

Si tout est correct, on retirera toutes les lampes du montage et l'on branchera le secteur. Le transformateur d'alimentation étant prévu pour une utilisation sur un secteur de 105/125 volts, 50 Hz, il faudra donc, en cas d'une distribution de courant en 220 volts, prévoir un auto-transformateur abaisseur qui sera placé entre l'appareil et la prise de courant; la puissance nécessaire est d'environ 30 watts.

Ceci étant fait, après avoir mis l'appareil sous tension au moyen de l'interrupteur placé sur le panneau avant, et après avoir vérifié que le voyant lumineux s'éclaire normalement, il est utile de s'assurer au moyen d'un multimètre prévu pour la mesure des courants alternatifs, que la haute tension entre les deux plaques de la valve redresseuse est bien de l'ordre de 420 volts (2x210 V) et que les tensions disponibles aux cosses des supports de lampe correspondantes aux filaments sont toutes d'environ 6,3 volts.

Si tout est normal, on éteindra l'appareil, on placera les lampes dans leurs supports respectifs et on le remettra à nouveau sous tension. Le multimètre étant mis sur la position « mesure des tensions continues », on vérifiera toutes les tensions entre les cosses des sept supports de lampe et la masse. Le tableau de la page suivante donne les tensions normales pour chacune des lampes, aux différentes cosses du support. On tiendra compte que — en réalité — ces tensions ont été mesurées avec un voltmètre à lampe ayant une résistance d'entrée de 11 MΩ et qu'en utilisant un multimètre ordinaire ayant une résistance de 10 ou 20 000 Ω par volt, on pourra obtenir des lectures légèrement inférieures. Nous pensons toutefois que nos lecteurs ont maintenant une expérience suffisante pour faire les corrections de lecture qui s'imposent. De toute façon, quelles que soient les caractéristiques de l'instrument de mesure, les valeurs des tensions indiquées dans le tableau peuvent différer de 20% en plus ou en moins, tant à cause des tolérances des résistances, que des variations de la tension du secteur.

Les abréviations « NS » et « NC » figurant dans certaines cases du tableau signifient respectivement : « Ne pas mesurer » et « Non connectée ».

LAMPE	COSSE 1	COSSE 2	COSSE 3	COSSE 4	COSSE 5	COSSE 6	COSSE 7	COSSE 8	COSSE 9
6X4 REDRESSEUSE	210C.A.	NC	6,3C.A.	0	NC	210C.A.	280		
12AX7 ENTREE	250	0	2,5	6.3C. A.		250	0	2,5	0
12AU7 MULTIVIB.	230	NS	180	6,3C. A.		230	NS	180	0
12AU7 PILOTE	180	NS	14	6,3C. A.		180	NS	14	0
12AU7 COMMUTATR.	140	2,5	14	6,3C. A.		140	2,5	14	0
12AX7 AMPL. SYNC.	100	0	0	6,3C. A.		100	0	0	0
6C4 FINAL	250	NC	6,3C.A.	0	250	140	140		

Tableau des tensions aux cosses des supports de lampe mesurées avec un voltmètre électronique ayant une résistance d'entrée de 11 MΩ. Les tensions indiquées peuvent différer de ± 20%, en raison des variations de la tension du secteur, des tolérances des résistances, ou bien des erreurs introduites par le voltmètre servant aux mesures.

Si toutes les tensions sont correctes, le commutateur électronique est prêt à fonctionner. Aucune mise au point n'est nécessaire, puisque le montage ne comporte aucun composant réglable, à l'exception des commandes placées sur le panneau avant qui seront réglées, en cours d'utilisation, selon les mesures à effectuer.

EN CAS DE DIFFICULTE

Si l'on trouve des différences importantes entre les tensions mesurées et celles indiquées dans le tableau, compte tenu de la tolérance mentionnée plus haut et de l'erreur éventuelle introduite par le type de multimètre utilisé, il conviendra d'opérer les vérifications suivantes:

1) Vérifier une fois encore, et avec beaucoup de soins, l'exactitude des connexions en s'aidant du schéma et des plans de câblage montrant les diverses opérations.

2) S'assurer que toutes les lampes ont leur filament normalement éclairé.

3) Vérifier l'isolement des condensateurs au papier et — si possible — leur capacité au moyen d'un capacimètre.

4) S'assurer que chaque lampe a été bien placée dans le support qui lui est assigné.

Se rappeler — dans tous les cas — qu'un défaut quelconque dans le fonctionnement de cet appareil ne peut provenir que d'une erreur de câblage ou de la détérioration d'un ou de plusieurs composants. Vérifier — si nécessaire — l'état des lampes au moyen d'un lampemètre.

UTILISATION

Nous savons que le commutateur électronique a pour fonction de permettre l'observation simultanée de deux signaux différents sur l'écran d'un oscilloscope à rayons cathodiques. La synchronisation de la base de temps doit être faite sur la fréquence des deux signaux à observer n'est pas la même, la fréquence de balayage doit être choisie de manière à être un sous-multiple des deux.

Les deux signaux doivent être injectés respectivement aux bornes d'entrées A et B, situées le long du côté vertical gauche du panneau avant. La tension de synchronisation, qui doit être envoyée sur la prise « synchronisation extérieure » de l'oscilloscope, peut être prélevée sur l'une ou l'autre des bornes A ou B (rouges). Il faudra choisir celle qui donne le meilleur résultat sur l'image.

Par exemple, si l'un des signaux à examiner (A) a une fréquence de 200 Hz, et l'autre (B) une fréquence de 500 Hz, et si nous réglons la fréquence de balayage horizontal de l'oscilloscope sur une fréquence de 100 Hz, nous verrons sur l'écran deux cycles complets du signal A, et cinq du signal B.

Il est possible au moyen de cet instrument d'observer simultanément deux signaux transitoires interdépendants. En actionnant la commande de position, on séparera ou on superposera les deux images selon les besoins pour les comparer commodément et rapidement. Les indications gravées sur le panneau avant ont les significations suivantes: « A input » = Entrée A; « B input » = Entrée B; « A gain » = Amplification canal A; « B gain » = Amplification canal B; « Rate » = Fréquence de commutation; « Sync. Out » = Sortie des signaux de synchronisation; « Position » = Commande de position des traces; « Power » « ON-OFF » = Puissance Marche — Arrêt.

EXEMPLES D'UTILISATION

Comme indiqué au début de ce chapitre, la fonction essentielle du commutateur électronique consiste à délivrer alternativement à sa sortie, deux signaux différents appliqués simultanément à ces deux entrées, permettant ainsi l'observation de deux formes d'onde sur l'écran d'un oscilloscope ordinaire.

Cela est particulièrement utile pour les mesures de comparaison. Les mesures de fréquence en particulier peuvent se faire très facilement avec l'aide du commutateur électronique. Il suffit pour cela d'appliquer le signal inconnu à l'une des deux entrées de l'appareil, en A par exemple, puis d'injecter une tension, dont la fréquence doit pouvoir être réglée dans de larges limites, et sert également à synchroniser le balayage et doit être

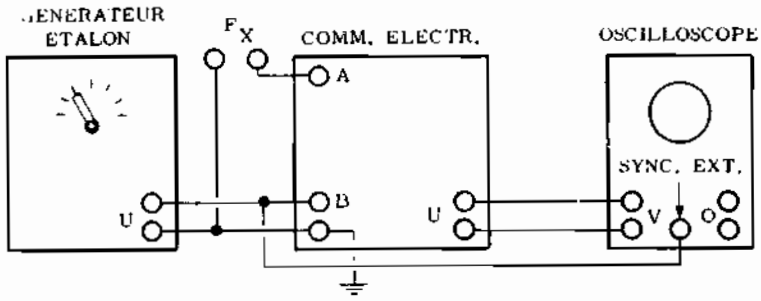


Fig. 11 - Branchements du générateur, du commutateur électronique et de l'oscilloscope pour la mesure des fréquences. A noter que l'oscilloscope est synchronisé sur la fréquence étalon.

appliquée également à la borne « synchronisation extérieure » de l'oscilloscope (**figure 11**).

Ces branchements effectués, on règle la fréquence du générateur de manière à faire apparaître sur l'écran un nombre entier de cycles du signal inconnu, et un nombre entier également de cycles du signal étalon (généralement en nombre inférieur). Comme cela est évident, le rapport de ces deux nombres donne directement le rapport des fréquences. Si par exemple nous observons 9 cycles du signal inconnu et 3 cycles du signal connu, la fréquence du premier est égale à 9:3, c'est-à-dire à 3 fois celle du second.

Un autre genre de mesure réalisable avec un oscilloscope et mettant en oeuvre deux tensions simultanées est celle des déphasages. Nous avons indiqué comment on pouvait, en appliquant deux tensions aux deux entrées de l'oscilloscope, mesurer l'angle de phase en observant la figure obtenue sur l'écran. Cette méthode n'est applicable que dans le cas de signaux sinusoïdaux, ou sans distorsion notable. La méthode que nous allons décrire, basée sur l'observation simultanée de deux signaux au moyen d'un commutateur électronique, permet de comparer les phases de signaux de formes complexes et même très différentes entre elles.

Les deux tensions sont appliquées respectivement aux entrées A et B et — comme nous l'avons fait plus haut — on prélève un signal de synchronisation sur une des deux bornes prévues à cet effet, signal qui est envoyé à l'entrée « Sync. Ext. » de l'oscilloscope. Notons que pour cette mesure la synchronisation peut être prise

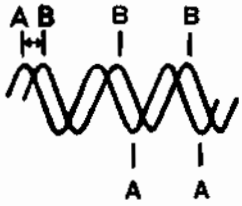


Fig. 12 - Mesure du déphasage de deux signaux à l'aide du commutateur électronique. L'angle de déphasage est déduit du rapport entre la distance des deux crêtes d'un même signal (A-A) et celle des deux crêtes successives de chacun d'eux (A-B).

indifféremment sur l'une ou l'autre borne, puisque les deux signaux sont de même fréquence. On règlera la position des deux traces de manière à avoir les crêtes des deux formes d'onde sur une même ligne horizontale. Mesurons alors la distance séparant une crête du signal A de la crête du signal B qui suit immédiatement (**figure 12**). Le rapport de cette distance à la distance existant entre deux crêtes successives d'un même signal, multiplié par le déphasage maximum (360°) donne le déphasage en degrés entre les deux tensions. Donnons un exemple: la distance entre une crête du signal A et la crête du signal B qui suit immédiatement est de 5 mm, tandis que la distance séparant deux crêtes successives du signal A (ou du signal B) est de 30 mm; le rapport est donc de 5/30, soit 1/6. En multipliant par 360° le rapport ainsi obtenu, on trouve que le déphasage entre les deux signaux est de 360° × 1/6 = 360° : 6 = 60°.

Naturellement cette méthode — bien que plus simple et plus susceptible d'applications pratiques que celle décrite dans une leçon précédente — est moins précise en raison des erreurs inévitables que l'on commet dans les mesures des distances, erreurs qui se répercutent sur le résultat final. Toutefois l'approximation ainsi obtenue est généralement suffisante pour les besoins courants.

Le commutateur électronique se révèle également très utile lors de la mise au point des amplificateurs. Nous le savons, cette mise au point a pour objet principal l'élimination aussi parfaite que possible de toutes les formes de distorsions, pour obtenir un signal amplifié rigoureusement semblable à celui appliqué à l'entrée de l'amplificateur. On comprend aisément l'intérêt extrême de pouvoir observer simultanément sur le même écran d'un oscilloscope, le signal d'entrée et celui qui après amplification, est recueilli à la sortie. On voit immédiatement les modifications nécessaires au montage, sans avoir à recourir à chaque fois à l'examen séparé des deux formes d'onde.

Avec un commutateur électronique et un générateur de tensions étalonnées, que nous décrirons dans la prochaine leçon, on peut également effectuer des mesures de tensions très précises. Pour cela, on applique tout d'abord aux deux entrées du commutateur électronique la tension connue provenant du générateur de tensions étalonnées ou de toute autre source dont on connait la tension avec précision. On règle le gain des deux amplificateurs du commutateur de manière à ce que les traces coïncident parfaitement. On est certain dans ces conditions, que les signaux appliquées aux deux entrées A et B reçoivent la même amplification. Ensuite, sans toucher à ces réglages, et en laissant la tension connue sur l'une des deux entrées, nous injectons la tension inconnue sur l'autre entrée. En comparant les amplitudes des deux traces ainsi obtenues, nous mesurerons facilement la tension inconnue. En effet, supposons que la tension de référence donne une trace de 20 mm de hauteur sur l'écran, et que la tension inconnue ne donne qu'une trace de 5 mm de hauteur. Il est évident que ce dernier signal n'a qu'une tension égal au quart de celle du premier. Par exemple, si la tension de référence est 400 mV, la tension inconnue est certainement 100 mV.

Leçon n° 105

QUESTIONS sur les LEÇONS 103 et 104

N. 1 —

Quelles sont les mesures, en dehors de l'observation de la forme d'onde, que l'on peut faire avec un oscilloscope ?

N. 2 —

Quelles sont les images que l'on peut obtenir sur l'écran fluorescent lors des mesures de capacité ou d'inductance ?

N. 3 —

En dehors de la méthode basée sur les figures de Lissajous, existe-t-il d'autres procédés pour effectuer des mesures de fréquence à l'oscilloscope ?

N. 4 —

Dans quels cas la méthode dite du « cercle de déphasage » est-elle préférable ?

N. 5 —

Quelle est la condition indispensable pour que les mesures de tensions ou de courants soient possibles avec l'oscilloscope ?

N. 6 —

Comment peut-on faire varier la forme d'onde d'une tension produite par un oscillateur basse fréquence ?

N. 7 —

Que se passe-t-il dans un oscillateur si la tension de réaction appliquée sur la grille est excessive ?

N. 8 —

Que se passe-t-il au contraire, si la tension de réaction est trop faible ?

N. 9 —

Quel est le principal avantage qu'apporte l'oscilloscope dans la mise au point des générateurs B.F.

N. 10 —

Quelles données peut-on relever à l'oscilloscope dans les oscillateurs « phase shift ».

N. 11 —

A quoi sert un commutateur électronique ? Comment fonctionne-t-il ?

N. 12 —

A partir du schéma du commutateur électronique décrit dans la 104ème leçon, expliquer comment fonctionne la commande de position constituée par le potentiomètre de 600 Ω branché entre les cathodes des lampes pilotes ?

N. 13 —

Pour quelle raison doit-on synchroniser l'image fournie par le commutateur électronique sur la fréquence du signal et non sur celle de commutation ?

N. 14 —

Comment fait-on varier la fréquence de commutation dans le commutateur électronique S-3 ?

N. 15 —

Pour quelle raison, le condensateur reliant la cathode de l'étage final à la borne de sortie de cet instrument est-il de valeur si élevée ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 811

N. 1 — Il sert à choisir le mode de synchronisation : soit interne, en reliant l'entrée du circuit de synchronisation à la cathode d'un tube final de l'amplification vertical, soit au secteur, soit à une borne extérieure.

N. 2 — A prélever une fraction du signal d'entrée et à le transmettre au tube produisant des tensions en dents de scie pour maintenir constant le rapport entre les deux fréquences. C'est par ce moyen que l'on peut obtenir une image fixe sur l'écran.

N. 3 — En réduisant au minimum les dimensions du point lumineux (ou spot) créé par le rayon cathodique en frappant l'écran. Cela est obtenu en réglant convenablement les commandes de « luminosité » et de « concentration ».

N. 4 — A rendre le rapport d'atténuation (déterminé par les résistances en circuit) indépendant de la fréquence du signal et à corriger la phase.

N. 5 — En agissant sur la polarisation du cylindre de Wehnelt du tube cathodique.

N. 6 — En introduisant en un point actif du circuit oscillateur en dents de scie une fraction du signal à examiner, avec une amplitude telle qu'il synchronise la fréquence des oscillations en la fixant à une valeur constante.

N. 7 — L'amplificateur vertical doit avoir une courbe de réponse plus étendue que celle de l'amplificateur horizontal; son amplification doit être également plus portante.

N. 8 — A fournir une tension de référence qu'on connecte à la douille VERT. INPUT pour des mesures de tension.

N. 9 — Seulement lorsque le synchronisme provient de l'extérieur et lorsqu'il y a un faible gain vertical et de très hautes fréquences.

N. 10 — Oui : cela est équivalent au bruit de fond d'amplificateur à gain élevé quand le transducteur d'entrée est débranché.

N. 11 — A cause de l'écran qui a une rémanence insuffisante.

N. 12 — Oui, on doit prévoir quelques traces de retour, à gauche.

N. 13 — Oui, surtout lorsqu'on règle le spot au minimum.

N. 14 — Ce fait est normal et cela été fait à dessein afin d'obliger l'emploi du commutateur.

N. 15 — Cela est causé par le fait que l'intensité de trace est inversement reliée aux taux d'enregistrement du faisceau d'électrons.

TABLEAU 92 - FIGURES DE LISSAJOUS

L'oscilloscope peut servir à mesurer les fréquences d'une manière très précise. Pour cela il faut disposer d'un générateur de signaux sinusoïdaux ou en dents de scie couvrant au moins la partie centrale de la gamme de fréquences que l'on veut mesurer. En effet, le principe de la mesure est de comparer le signal de fréquence inconnue avec un autre signal de fréquence connue. Pour pouvoir exécuter une mesure précise, il faut que le signal connu ait une fréquence comprise entre f:10 et 10 f, f étant la fréquence inconnue; en dehors de ces limites extrêmes la mesure devient difficile et est sujette à des erreurs.

Ces deux signaux sont appliqués, l'un aux bornes d'entrée verticale, l'autre aux bornes d'entrée horizontale de l'oscilloscope. Le générateur interne de balayage doit être mis hors circuit. De l'étude des figures qui se dessinent sur l'écran, connues sous le nom de « figures de Lissajous », on peut calculer le rapport entre la fréquence du signal appliqué à l'entrée verticale et celle du signal appliqué à l'entrée horizontale.

Les figures de Lissajous peuvent se classer en deux catégories générales: celles à « courbes fermées » et celles à « courbes ouvertes ».

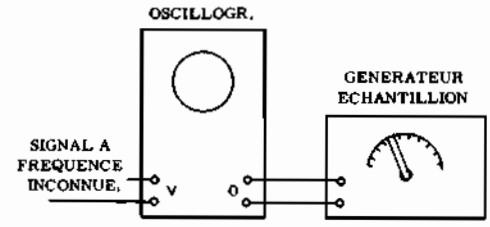
Les figures de Lissajous à courbes fermées sont obtenues lorsque les signaux sont tous deux sinusoïdaux (même s'ils sont affectés de légères distorsions); les figures à courbes ouvertes, par contre, sont observées lorsque l'un des signaux est sinusoïdal et l'autre est en dents de scie linéaires. Ces deux types de figures conviennent également bien à la mesure de la fréquence d'un signal et leur choix n'est fonction que de l'instrument dont on dispose pour produire le signal de fréquence étalon. C'est ainsi que si l'on ne dispose pas d'un générateur étalonné, on peut utiliser la base de temps de l'oscilloscope (tensions en dents de scie) pour produire le signal de référence horizontal. Il faut alors que la fréquence fournie par cette base de temps puisse être connue avec une précision suffisante pour toutes les positions des boutons de réglage (gamme et réglage fin); en d'autres termes, il faut que l'instrument soit convenablement calibré.

Nous allons décrire maintenant les différentes méthodes pouvant être employées pour la mesure des fréquences, en envisageant le cas où l'on dispose d'un générateur de signaux sinusoïdaux dont la fréquence, réglable manuellement d'une façon continue, est indiquée avec précision sur un cadran étalonné.

Figures de Lissajous à courbes fermées

En général, les figures de Lissajous à courbes complètes (courbes fermées) sont préférées par les techniciens pour les mesures de fréquence. Toutefois pour pouvoir retirer de ces mesures tous les avantages que permettent d'obtenir les figures à courbes fermées, il faut pouvoir faire varier la fréquence du générateur étalon dans de larges limites et avec une grande précision. En effet, dans ce genre de mesure, la précision de l'oscilloscope est absolue puisqu'il joue le rôle d'un simple indicateur et les erreurs éventuelles ne peuvent provenir que du seul générateur étalon.

La disposition des appareils est celle représentée sur la figure ci-dessous. Signalons toutefois que le signal de fréquence inconnue peut être appliqué à l'entrée horizontale de l'oscilloscope et dans ce cas il est évident que le signal de référence sera appliqué à l'entrée verticale. En procédant ainsi l'interprétation des figures doit se faire d'une manière légèrement différente.



Disposition des instruments pour effectuer des mesures précises de fréquence à l'aide de l'oscillographe. Le signal de fréquence inconnue est appliqué à l'amplificateur vertical, et à l'amplificateur horizontal est appliquée la sortie d'un générateur étalon. La fréquence du signal vertical peut être déduite de l'image qui se présente sur l'écran du tube.

Supposons donc, tout d'abord, que le signal délivré par le générateur étalonné soit appliqué à l'entrée horizontale de l'oscilloscope et que le signal de fréquence inconnue soit injecté à l'entrée verticale. La fréquence du générateur sera réglée jusqu'à obtenir une figure stationnaire et facilement identifiable sur l'écran de l'oscilloscope. De cette figure on déduira le rapport entre les fréquences des deux signaux et, étant donné que la fréquence de l'un d'eux est connue, il sera facile de calculer l'autre par une simple multiplication.

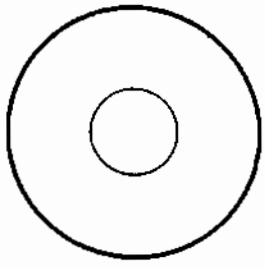
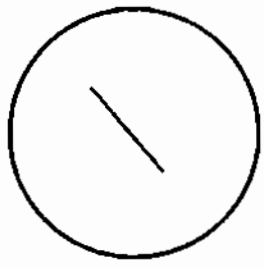
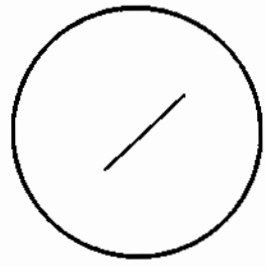
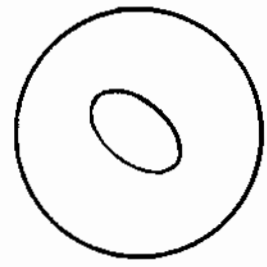
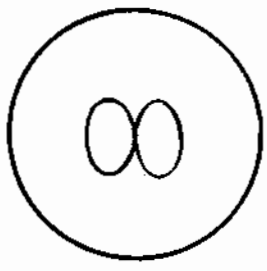
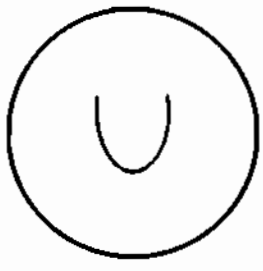
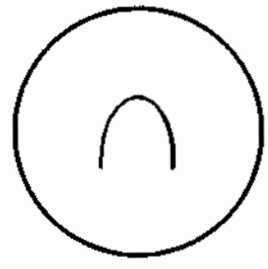
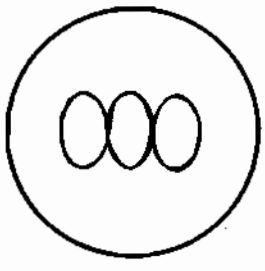
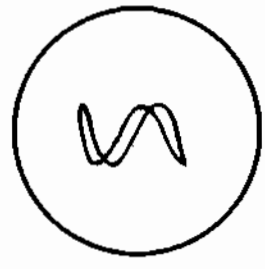
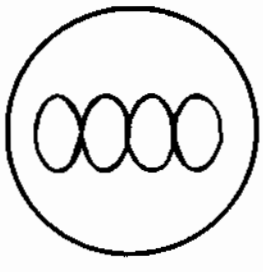
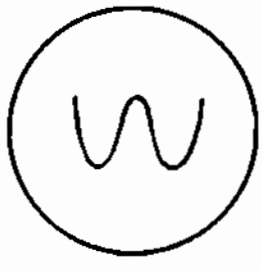
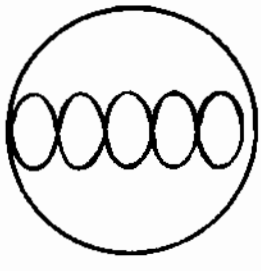
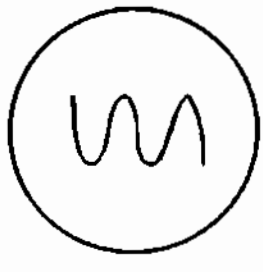
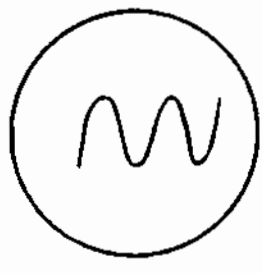
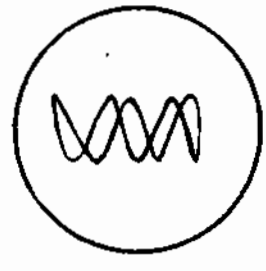
Pour déterminer le rapport entre les fréquences des deux signaux, imaginons d'inscrire dans un rectangle la figure qui se dessine sur l'écran. Nous pourrons alors compter les points de tangence des courbes sur un côté vertical et sur un côté horizontal: le rapport entre la fréquence du signal appliqué au canal vertical et la fréquence de celui appliqué au canal horizontal est donné par le rapport entre le nombre des points de tangence avec le côté horizontal et le nombre des points de tangence avec le côté vertical.

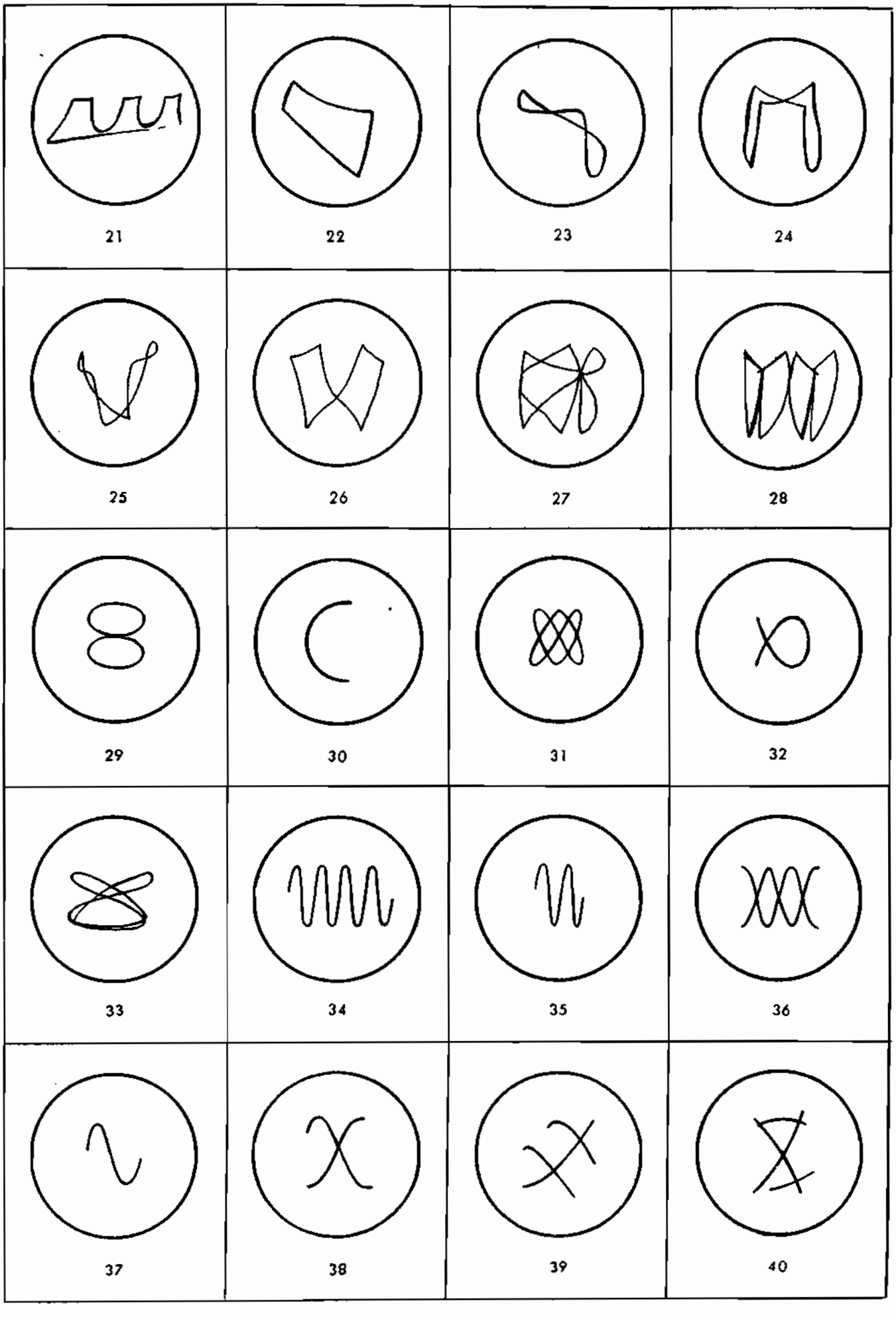
La fréquence du signal inconnu peut donc se calculer très simplement en appliquant la formule:

$$f = \frac{F \times Nh}{Nv}$$

dans laquelle, F est la fréquence connue (celle du générateur), Nh est le nombre de points de tangence avec le côté horizontal et Nv le nombre de points de tangence avec le côté vertical. Par exemple, supposons que nous observions la figure 9 ou la figure 12: dans les deux cas le nombre des points tangents au côté vertical est 1, tandis qu'il est de 3 pour le côté horizontal. En conséquence, le signal inconnu a une fréquence 3 fois plus grande que celle du signal connu. Si la fréquence de ce dernier est de 150 kHz, la fréquence inconnue est donc de 450 kHz.

Nous voulons encore une fois souligner expressément le fait que la figure qu'on obtient ne dépend pas de la fréquence des signaux mais seulement de leur

	DEPHASAGE 90°	DEPHASAGE 0°	DEPHASAGE 180°	DEPHAS. INTERM.
RAPPORT 1:1	 1	 2	 3	 4
RAPPORT 2:1	 5	 6	 7	8
RAPPORT 3:1	 9	10	11	 12
RAPPORT 4:1	 13	 14	15	16
RAPPORT 5:1	 17	 18	 19	 20


21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40

rapport. C'est ainsi que les figures 9 et 12 pourraient être obtenues également en appliquant des signaux de fréquences différentes de celles citées dans l'exemple: la fréquence du signal connu pourrait être de 250 kHz et celle du signal inconnu, 750 kHz, etc...

Examinons maintenant la série de figures, numérotées de 1 à 20, de la première page du tableau. Sur la première ligne, en haut, nous avons quatre exemples de figures pouvant être observées lorsque les deux fréquences sont étages, c'est-à-dire quand le rapport est égal à 1:1. Dans la seconde ligne la fréquence inconnue est double, c'est-à-dire que le rapport est de 2:1. Dans la troisième ligne le rapport est de 3:1 etc...

Comme on peut le voir, chaque ligne de cases comprend quatre figures, lesquelles indiquent toutes le même rapport de fréquences. Ces figures diffèrent les unes des autres en raison des déphasages divers entre les deux signaux. Dans la première colonne, à gauche, sont situées les figures correspondant à un déphasage de 90° entre les deux signaux. Ce sont ces figures qui conviennent le mieux aux mesures de fréquence car — comme nous le savons — il ne peut y avoir aucun équivoque dans le compte des points de tangence aux deux axes. Les figures de la deuxième et de la troisième colonnes — obtenues respectivement pour des déphasages de 0° et de 180° — sont, par contre, plus trompeuses et il faut éviter de se baser sur des figures de ce genre pour effectuer les mesures de fréquence. On peut constater que, dans ces sortes de figures, on ne voit pas de courbes complètes car le « retour » de la trace coïncide avec la trace d'aller. De ce fait deux points de tangence coïncident parfois et si on n'en tient pas compte on commet une erreur de mesure importante.

Considérons les figures 14 et 15. Toutes deux n'ont qu'un seul point de contact avec le côté vertical (d'un rectangle imaginaire dans lequel elles seraient inscrites). Maintenant si nous voulions compter le nombre de points de contact avec le côté horizontal, on pourrait croire, de prime abord, qu'il y en a trois dans la figure 14 et deux dans la figure 15. Or ceci est faux puisque le rapport des fréquences est de 4:1 dans les deux cas. Pour comprendre la raison de ces erreurs, il faut tenir compte du fait que le second point de contact dans la figure 14 tout comme les deux points de contact dans la figure 15 sont en réalité des points doubles.

La quatrième colonne de ce tableau donne un exemple de déphasage intermédiaire. Les figures ainsi obtenues sont, pour chaque rapport de fréquences, en nombre infini. En effet, pour chaque angle de déphasage différent de ceux indiqués dans les trois premières colonnes, à savoir: 90°, 0° et 180°, correspond une figure différente. Toutefois ces figures sont toutes du même genre car, en comparant les figures de la première et de la deuxième colonne, on passe avec continuité de l'une à l'autre à travers tous les stades intermédiaires dont un exemple est donné dans la quatrième colonne.

On peut comprendre, maintenant comment on obtient des points doubles dans les traces de la deuxième et de la troisième colonne. Reprenons, par exmple, la figure de la quatrième ligne, celle correspondant à un rapport de fréquence de 4:1. La figure 13 (déphasage de 90°) se transforme en passant par une série de stades intermédiaires - l'un d'eux étant représenté dans la quatrième colonne - en celle de la fig. 14. Nous voyons donc qu'au cours de ces transformations le deuxième et le troisième point de contact (fig. 13) se rapprochent de plus en plus (fig. 16), jusqu'à coïncider complètement (fig. 14).

Tous les raisonnements précédents, ainsi que les figures représentées, ne sont valables que dans le cas où les deux signaux considérés (le signal étalon et le signal de fréquence inconnue) sont sinusoïdaux. Par contre, si l'on a affaire à des signaux de formes complexes les figures obtenues seront entièrement différentes et ne pourront être valablement interprétées que dans des cas très simples, en général pour des rapports égaux à 1:1 ou 2:1.

Supposons, pour illustrer un cas particulièrement simple, que nous appliquions à l'entrée horizontale un signal sinusoïdal et à l'entrée verticale un signal ayant la forme représentée sur la figure 21. Dans cet exemple, l'un des signaux étant sinusoïdal et l'autre n'étant pas de forme très complexe, on obtiendra des figures dont l'interprétation sera relativement facile, tout au moins si les rapports sont petits.

Les figures 22 et 23 ont été obtenues avec des rapports 1 : 1 et des angles de phase différents. Si le signal appliqué à l'entrée verticale a une fréquence double de celle de l'autre, on observera des figures du type de celles des cases 24, 25 et 26, selon le déphasage existant entre ces deux signaux. Les 27 et 28 dont l'interprétation est déjà plus difficile et demande une certaine expérience de ce genre de mesures, ont été obtenues pour des rapport de 3:1 et de 4:1.

Supposons maintenant que les deux signaux soient sinusoïdaux, mais que le rapport entre leurs fréquences ne soit pas un nombre entier, par exemple 1:2, 1:3, etc..., les figures ainsi obtenues sont identiques à celles observées pour des rapports 2:1, 3:1 etc... L'unique différence réside dans le fait que les axes horizontaux et verticaux sont intervertis, c'est-à-dire, en d'autres termes, que les figures ont tourné de 90°. Par exemple, les figures 29 et 30 représentent toutes deux un rapport de 1:2 et correspondent, respectivement, aux figures 5 et 6, desquelles elles peuvent être dérivées par une simple rotation de 90° (un quart de tour). De façon analogue, toutes les figures de la 7 à la 28 peuvent subir une même rotation et représenter alors des rapports de fréquence réciproques.

Par contre, si le rapport des fréquences ne peut pas être exprimé par un nombre inverse d'un nombre entier, les figures seront plus complexes, comme le montrent les exemples suivants. Supposons, tout d'abord, que le rapport des fréquences des tensions appliquées aux entrées verticale et horizontale de l'oscilloscope soit égal à 3:2. Dans ce cas, si le déphasage est de 90°, l'on obtient la figure 31 dans laquelle on a effectivement trois points de tangence avec l'axe horizontal et deux points de tangence avec l'axe vertical. En appliquant la formule citée plus haut, on trouve réellement que le rapport des fréquences est bien de 3:2. Dans la figure 32, par contre, le déphasage est de 0°. On constate également, que dans le cas de rapports de fréquence non entiers, la figure est constituée par deux traces superposées lorsque les déphasages sont de 0° ou de 180°. Le passage de la figure 31 à la figure 32 se

fait, cette fois encore, par étapes successives à travers diverses figures du type de celle représentée en 33.

Naturellement, dans de tels cas on doit faire les mesures de fréquences avec des signaux déphasés de 90° si l'on veut éviter de compter des points simples pour des points doubles, ou inversement.

Pour conclure cet exposé sur les mesures de fréquence au moyen des figures de Lissajous à boucles fermées, nous rappellerons que l'on peut obtenir des angles de phase différents, entre le signal à mesurer et le signal étalon, en faisant varier légèrement la fréquence du signal étalon. Parfois, il peut arriver que la figure obtenue soit animée d'une lente rotation (ce qui signifie que l'angle de phase varie régulièrement de 0° à 360°); dans ce cas, la mesure est plus simple et plus sûre puisqu'on ne peut pas faire d'erreurs en comptant les points de tangence avec les axes horizontal et vertical. En effet, il ne peut y avoir de points doubles car, quand l'angle de phase passe par les valeurs critiques 0° et 180°, la figure ne se stabilise qu'un court instant, puis tout de suite elle reprend son aspect normal dans lequel les points de contact avec les axes peuvent tous être comptés comme des points simples.

Si, contrairement à ce que nous avons supposé jusqu'à présent, on applique le signal de référence au canal vertical et celui dont on veut mesurer la fréquence au canal horizontal, tous les raisonnements relatifs au rapport entre les deux fréquences restent naturellement valables. Le seul changement concerne la formule donnant la fréquence dans laquelle les deux termes Nh et Nv changent de place, ce qui donne:

$$f = \frac{F \times Nv}{Nh}$$

On peut donc choisir indifféremment l'une ou l'autre méthode; mais si l'on considère que les bandes passantes des deux amplificateurs d'un oscilloscope sont en général différentes (l'amplificateur vertical passant des fréquences plus élevées), on comprendra que lorsque la fréquence du signal inconnu est supérieure à la limite de la bande passante de l'amplificateur horizontal,ce signal doit être nécessairement appliqué à l'amplificateur vertical tandis que la fréquence du signal étalon, qui est un sous multiple de celle du signal inconnue, sera appliquée à l'amplificateur horizontal à bande plus étroite.

Figures de Lissajous à boucles ouvertes

On obtient de telles figures lorsqu'une tension en dents de scie est appliquée à l'un canaux de l'oscilloscope. Cette tension, fournie par la base de temps de l'oscilloscope est appliquée à l'entrée du canal horizontal.

La figure reste ouverte car dans la partie verticale de la forme d'onde en dents de scie, le spot se déplace rapidement sur l'écran sans laisser de trace visible. Toutefois si cette partie n'est pas parfaitement verticale, ce qui est souvent le cas en pratique, on voit une faible « trace de retour » qui referme la figure en reliant l'extrême gauche à l'extrême droite et l'on obtient alors une figure à boucle fermée.

Les figures de Lissajous à boucles ouvertes peuvent également servir aux mesures de fréquence, mais avec une précision nettement moins bonne que celle obtenue avec deux tensions sinusoïdales. L'unique avantage de cette méthode réside dans le fait que, si la base de temps de l'oscilloscope est bien étalonnée, aucun générateur de référence n'est nécessaire. En outre, cette méthode permet des mesures sur des signaux très complexes, particulièrement dans le cas où le rapport des fréquences est un nombre entier.

Supposons que nous voulions mesurer la fréquence d'un signal sinusoïdal; en l'appliquant aux bornes d'entrée verticale d'un oscilloscope nous obtiendrons des figures du genre de celles représentées de 34 à 40. Les figures 34, 35 et 37 indiquent que les rapports des fréquences du signal inconnu et de la dent de scie sont des nombres entiers, respectivement 4,2 et 1. Pour les autres figures, ce rapport est un nombre fractionnaire; la figure 36 montre un rapport de 3:2, tandis qu'il est de 1:2, 1:3 et 1:4 dans les figures 38, 39 et 40.

On remarquera qu'en faisant ces mesures de fréquence au moyen de figures des Lissajous à boucles ouvertes, on ne retrouve plus la propriété, énoncée plus haut, selon laquelle deux figures exprimant des rapports inverses dérivent l'une de l'autre, par une simple rotation de 90°. Si nous faisons tourner de 90° la fig. 35, rapport 2:1, on n'obtient pas la fig. 38, rapport 1:2.

Cette méthode permet également de calculer le rapport entre deux fréquences en se basant sur le nombre des points de contact avec les axes ou, comme nous le verrons dans certains cas, sur le nombre des segments composant la figure. A ce propos, classons en trois catégories les rapports possibles entre les deux fréquences:

a) rapports exprimés par des nombres entiers (1, 2, 3, etc.);

b) rapports exprimés par des fractions complexes (3:2, 4:7 et autres);

c) rapports exprimés par des inverses de nombres entiers (1:2, 1:3, etc.).

Dans la première catégorie (a), le rapport est indiqué par le nombre des périodes visibles sur la figure; par exemple, dans la figure 34 ce rapport est égal à 4.

On peut dire également que ce rapport est donné par le rapport entre le nombre des points de contact avec l'axe horizontal et le nombre des points de contact avec l'axe vertical. En effet, le nombre des points de contact avec l'axe vertical est égal au nombre des périodes, tandis qu'il n'y a qu'un seul point de contact avec l'axe horizontal. Les deux points où la courbe est interrompue doivent être comptés pour un seul point tandis qu'ils doivent être comptés pour deux en ce qui concerne l'axe vertical. Par exemple, dans la figure 36 nous compterons 3 points sur l'horizontale et 2 sur la verticale, soit un rapport de 3:2.

Dans la troisième catégorie (c), il suffit de compter le nombre de segments composant la figure. Dans ce cas, le rapport entre les deux fréquences est égal à l'inverse de ce nombre. Par exemple, la figure 39 est constituée par 3 segments, le rapport des fréquences est donc l'inverse de 3, soit 1:3.

Leçon n° 106

L'AMPLIFICATION BASSE FREQUENCE

Les tensions de basse fréquence délivrées par les microphones, les têtes de lecture de phonographes ou de magnétophones et les étages détecteurs des récepteurs de Radio sont très faibles. Elles sont de l'ordre de quelques millivolts en ce qui concerne les signaux issus d'un microphone et quelques centaines de millivolts pour ceux recueillis à la sortie de l'étage détecteur d'un récepteur. Les têtes de lecture pour disques phonographiques ou rubans magnétiques, fournissent des tensions BF assez variables selon les caractéristiques propres de ces éléments, mais qui ne sortent que très rarement des limites indiquées ci-dessus à propos des microphones et des adaptateurs radio. A ce sujet, précisons qu'on appelle adaptateur radio ou « Tuner », un appareil comprenant seulement les étages H.F., à fréquence intermédiaire et détecteur, à l'exclusion des amplificateurs B.F. et du haut-parleur.

Ces haut - parleurs, au moyen desquels les tensions B.F. sont reconverties en ondes sonores, demandent une puissance assez grande pour fonctionner correctement; d'où la nécessité de concevoir des dispositifs susceptibles de transformer les signaux basse fréquence provenant des sources citées au paragraphe précédent en des signaux de puissance suffisants pour actionner ces reproducteurs sonores. Tout cela est naturellement bien connu mais constitue une introduction nécessaire aux explications relatives aux réalisations de montage destinés à l'amplification de puissance.

La puissance à fournir dépend, du type de haut-parleur ou, d'une manière plus générale, du reproducteur sonore que l'on veut utiliser. Celui-ci, à son tour, est fonction des dimensions du local ou de la surface de la zone à sonoriser. Les reproducteurs sonores les plus courants sont les haut-parleurs, capables de transformer en énergie sonore des puissances comprises entre quelques milliwatts et plusieurs dizaines de watts. Pour des puissances plus faibles on utilise des écouteurs ou des casques tandis que pour des puissances supérieures à celles indiquées plus haut on emploie les haut-parleurs exponentiels à chambre de compression fonctionnant sous des puissances élevées, de l'ordre de quelques centaines de watts.

A titre indicatif, disons que la puissance suffisante pour obtenir un niveau sonore agréable dans un salon normal est de 3 watts environ; elle peut atteindre jusqu'à 8 ou 10 watts pour un local de grandes dimensions. Une puissance plus élevée est naturellement nécessaire pour sonoriser une salle de cinéma, elle varie selon le volume de la salle entre 15 et 75 watts. Pour des sonorisations en plein air, il faut utiliser des puissances encore plus élevées, particulièrement si l'on veut que la « zone utile » d'écoute soit très étendue. C'est justement à cet effet que l'on a mis au point les haut-parleurs exponentiels à chambre de compression.

Ces reproducteurs sonores de grande puissance se caractérisent, entre autre, par une bande de fréquences reproduite plus étroite que celle d'un bon haut-parleur de construction classique. Mais si l'on tient compte du fait que les sonorisations en plein air consistent généralement en discours, informations ou publicités, on comprendra qu'une haute fidélité de reproduction ne soit pas particulièrement indispensable.

Les dispositifs permettant de fournir au haut-parleur la puissance nécessaire, à partir des faibles tensions recueillies à la sortie du détecteur, sont appelés des « amplificateurs basse fréquence ».

Dans cette leçon nous étudierons tout d'abord les caractéristiques générales de ces amplificateurs, nous réservant de traiter dans des leçons ultérieures tout ce qui concerne plus directement la qualité ou fidélité de reproduction, d'étudier les différents types de distorsions dont peut être affecté un amplificateur, de décrire les nombreux montages utilisés pour les réduire, c'est-à-dire les montages à contre-réaction et, en général, tous les montages particuliers propres aux amplificateurs du type « haute fidélité ». Dans la deuxième partie de cette leçon nous nous occuperons tout spécialement des étages de puissance en « push-pull » et de leurs caractéristiques propres.

CARACTERISTIQUES GENERALES des AMPLIFICATEURS BASSE FREQUENCE

Les amplificateurs BF peuvent être classés en deux catégories principales, selon que l'amplification du signal se fait au moyen d'un tube ou d'un transistor. Pour le moment, nous étudierons seulement les amplificateurs à tubes, ceux à transistors plus tard. La **figure 1** donne le schéma synoptique d'un amplificateur basse fréquence de type classique.

Le circuit d'entrée a pour fonction d'adapter l'impédance du détecteur, du microphone ou des têtes de lecture à l'impédance d'entrée du premier étage amplificateur. Il peut donc comprendre plusieurs « entrées » distinctes, chacune d'elles présentant une impédance convenant à l'une de ces sources. En outre, comme nous l'avons dit plus haut, ces différentes sour-

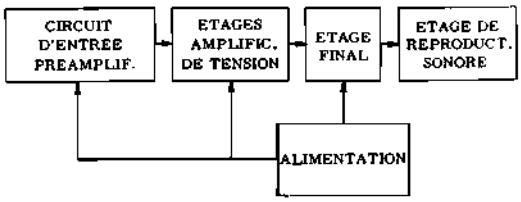


Fig. 1 - Schéma synoptique d'un amplificateur BF. Chacun des étages remplit une fonction déterminée. L'alimentation, commune à tous les étages, fournit toutes les tensions nécessaires au fonctionnement des tubes.

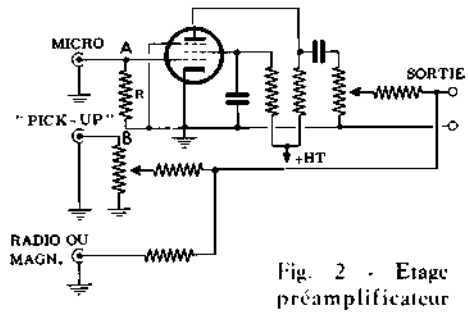


Fig. 2 - Etage préamplificateur pentode à trois entrées séparées. La valeur de R fixe l'impédance d'entrée entre A et B.

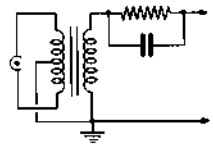


Fig. 3 - Adaptateur d'impédance d'entrée à transformateur, avec ligne de liaison au microphone équilibrée par rapport à la masse grâce à la prise médiane du primaire.

ces délivrent des tensions BF inégales entre-elles: le microphone donne une tension plus faible que les têtes de lecture qui, à leur tour, délivrent des signaux BF d'amplitude moins grande que ceux fournis par l'étage détecteur d'un récepteur radio. Il faut donc, pour obtenir la même puissance de sortie de l'étage final, que l'étage d'entrée fournisse une amplification différente dans chaque cas; c'est ainsi que dans les amplificateurs de qualité on trouve plusieurs étages pré-amplificateurs interposés entre les différentes prises d'entrée et le reste du montage, de telle sorte que le signal fourni aux étages suivants ait une tension moyenne constante quelle que soit la source utilisée.

L'amplificateur de tension, comprend généralement un ou plusieurs étages à tubes triode ou pentode à couplage RC, appelés étages intermédiaires. Dans certains cas on utilise un couplage direct qui permet une meilleure amplification de toutes les fréquences. Les étages intermédiaires à couplage par transformateur, très rarement utilisés, et cela tant pour des raisons de simplicité de montage qu'en raison de leur coût et de la moins bonne fidélité de reproduction qu'ils procurent.

Le couplage par transformateur était utilisé principalement en raison de l'amplification supplémentaire qu'il apportait (transformateur élévateur de tension), à une époque où l'on ne disposait que de tubes n'ayant qu'un coefficient d'amplification très modeste. Aujourd'hui le coefficient d'amplification des tubes est si grand que l'élévation de la tension du signal par un transformateur n'est plus nécessaire.

L'étage final, qui termine la série des étages amplificateurs BF, a pour fonction essentielle de fournir la **puissance** nécessaire au fonctionnement du ou des haut-parleurs. Il est donc conçu pour donner une amplification en puissance, bien plus qu'une amplification en tension. On peut donc affirmer que c'est cet étage qui assure le fonctionnement du haut-parleur à la puissance désirée et que tous les étages antérieurs ont objet principal de fournir une tension suffisante pour exciter convenablement l'étage final de puissance.

La dernière partie de l'amplificateur est constituée par le transformateur de sortie et le reproducteur électro-acoustique. Le rôle du transformateur de sortie consiste à adapter l'impédance de charge du tube final (qui est de l'ordre de quelques milliers d'ohms) à celle du haut-parleur qui n'est que de quelques ohms. L'étage final est sans doute le plus important au point de vue fidélité de reproduction de l'ensemble, car la qualité des éléments qui le composent influe d'une manière décisive sur la courbe de réponse globale. C'est ainsi que le transformateur de sortie est à ce point de vue un élément particulièrement important. La technique moderne s'oriente vers la réalisation d'étages amplificateurs de puissance ayant une impédance de sortie la plus faible possible et l'idéal serait de posséder des haut-parleurs ayant une impédance de l'ordre de 500 à 1 000 Ω ce qui permettrait d'utiliser directement leur bobine mobile comme impédance de charge anodique de l'étage final. On éliminerait ainsi le transformateur de sortie et toutes les distorsions qu'il introduit.

La partie alimentation a évidemment pour fonction de fournir les différentes tensions nécessaires au fonctionnement des étages amplificateurs proprement dits. En particulier elle doit délivrer une tension continue de l'ordre de 300 V (et parfois davantage, dans le cas d'amplificateurs de grande puissance) et la basse tension alternative nécessaire au chauffage des filaments; elle est généralement composée d'un transformateur d'alimentation, d'un redresseur à deux alternances et d'un système de filtrage de la tension anodique assez poussé.

Maintenant que nous connaissons — dans leurs grandes lignes — les fonctions des différents étages d'un amplificateur, examinons, pour chaque étage, les divers montages utilisés le plus fréquemment.

ETAGES D'ENTREE

Un schéma d'étage d'entrée pour un amplificateur de bonne qualité est donné sur la **figure 2**.

Trois entrées différentes ont été prévues: une pour un microphone à forte impédance, une pour les ten-

(1) Il existe actuellement des amplificateurs de puissance spéciaux, sans transformateur de sortie; ils utilisent le montage symétrique série.

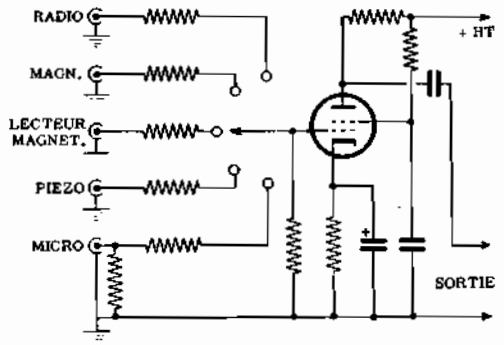


Fig. 4 - Etage préamplificateur comportant un contacteur qui permet de choisir cinq impédances d'entrée différentes selon l'utilisation prévue.

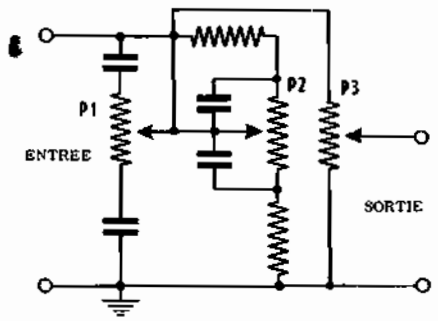


Fig. 5 - Schéma type de commande de volume (P3) et de correcteur de tonalité (P1 et P2) pour fréquences élevées et basses du spectre sonore, pouvant être intercalé entre les bornes d'entrée et la grille du premier étage.

sions fournies par un lecteur phonographique, ou « pick-up », une troisième pour celles provenant d'un détecteur radio ou d'une tête de lecture d'enregistreur magnétique. Il est également prévu un adaptateur permettant l'utilisation d'un microphone de basse impédance.

La caractéristique essentielle présentée par l'étage d'entrée réside dans le fait qu'il est équipé d'un tube amplificateur pentode à coefficient d'amplification élevé et à faible souffle (EF86 par exemple). Cet étage, appelé également préamplificateur microphonique, n'est utilisé que dans le cas d'un signal d'entrée très faible. Seule l'entrée prévue pour le microphone est reliée à la grille de la EF86, les deux autres entrées sont reliées directement à la sortie de ce premier étage. Ainsi les signaux provenant de l'étage détecteur d'un récepteur de radio, d'un lecteur phonographique ou d'un magnétophone ne subissent aucune préamplification tandis que les tensions plus faibles issues du microphone sont amplifiées par le tube EF 86, pour que leur amplitude devienne du même ordre de grandeur que les autres.

L'impédance de l'entrée « microphone » est déterminée par la valeur ohmique de la résistance R. Elle est prévue pour un microphone piézoélectrique (à cristal) et, étant donné qu'un tel microphone a une impédance surtout capacitive, de l'ordre 2 000 pF, il faut que la résistance R soit de valeur élevée pour éviter une forte atténuation des fréquences basses. Avec une résistance de 1,5 MΩ on aurait encore une atténuation de 30% à 100 Hz; on choisit donc, pour R, une valeur de 10 MΩ qui permet une bonne reproduction des fréquences basses. Si l'on veut employer un microphone à basse impédance on remplacera la résistance R par le circuit de la **figure 3**, dans lequel un transformateur élévateur de tension permet l'adaptation de l'impédance du microphone à celle d'entrée du tube (qui est beaucoup plus élevée). Les connexions reliant le secondaire de ce transformateur à la grille de la pentode devront être très courtes pour éviter l'introduction de ronflements et les pertes aux fréquences acoustiques élevées.

Un autre étage préamplificateur est représenté par la **figure 4**. Il comporte cinq entrées différentes, dont deux pour lecteurs phonographiques (magnétique et piézoélectrique), une pour microphone à haute impédance, une pour magnétophone et une pour détecteur radio. Dans ce montage tous les signaux sont appliqués directement sur la grille de la pentode amplificatrice de tension (le choix du signal à amplifier se faisant par un contacteur à cinq positions) la seule différence entre les divers canaux résulte de la valeur de la résistance qui détermine l'impédance d'entrée.

Parfois l'étage d'entrée comporte également les dispositifs de contrôle de tonalité qui, dans d'autres cas, sont placés dans les étages amplificateurs de tension qui lui font suite. La **figure 5** donne le schéma de principe d'un circuit d'entrée unique avec un double contrôle de tonalité. Le potentiomètre P1 dose l'amplification aux fréquences élevées du spectre sonore tandis que le potentiomètre P2 joue le même rôle pour les fréquences basses. Nous verrons plus loin comment fonctionnent les dispositifs de contrôle de tonalité de ce type. Le potentiomètre P3 règle la tension totale du signal appliqué sur la grille du premier tube et sert donc de commande de volume sonore.

L'AMPLIFICATION de TENSION

Au préamplificateur d'entrée succèdent divers étages qui fournissent une amplification de tension. Le nombre de ces étages dépend tant de la qualité de l'amplificateur, que de la sensibilité globale que l'on veut obtenir. En fait, avec les tubes récents, un seul étage permet déjà une amplification importante, suffisante parfois. Néanmoins, dans les amplificateurs basse fréquence de haute qualité, on préfère répartir l'amplification des tensions entre plusieurs étages, car, lorsque l'on veut réaliser une forte amplification avec un seul étage, on altère la fidélité de la reproduction en on favorise l'apparition de deux genres de distorsion.

La **figure 6** donne le schéma d'un amplificateur de tension à trois étages, équipé de trois triodes montées en cascade. Un dispositif de contrôle de tonalité est inséré entre la première et la deuxième triode, il permet le réglage séparé des graves et des aigües. Le couplage entre ces deux étages se faisant au moyen de ce circuit est donc du type à résistance-capacité (RC).

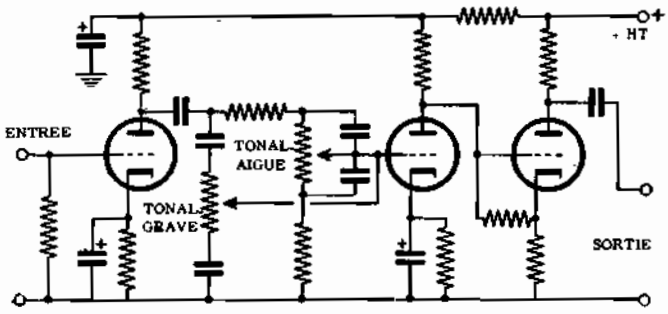


Fig. 6 - Préamplificateur basse fréquence à trois étages. Le correcteur double de tonalité est inséré entre le premier et le deuxième étage. Le couplage entre le deuxième et le troisième est du type direct (meilleure reproduction des fréquences basses).

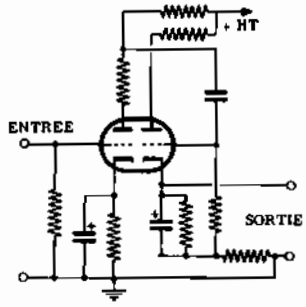


Fig. 7 - Etage préamplificateur à double triode, dans lequel la deuxième section triode est montée en cathode follower (étage cathodyne) ce qui donne une sortie à basse impédance. La résistance de polarisation fait partie de la charge de cathode.

Par contre, entre le deuxième et le troisième étage, le couplage est du type direct, ce qui permet d'obtenir une meilleure reproduction des fréquences basses.

Le montage de la figure 6 est destiné à être placé à la suite d'un étage d'entrée sans contrôle de tonalité, comme ceux des fig. 2 ou 4 par exemple. Si le préamplificateur d'entrée comporte déjà un dispositif de contrôle de tonalité, comme celui de la fig. 5, on montera l'amplificateur de tension plus simple de la **figure 7**.

Celui-ci ne comprend que deux étages amplificateurs utilisant les deux sections de la double triode ECC83 montées en cascade, à couplage RC. Il ne présente aucune particularité spéciale, si ce n'est que la sortie se fait sur la cathode de la deuxième triode, d'où une impédance de sortie très faible favorisant la qualité de reproduction, car les liaisons à haute impédance (de plaque à grille) produisent toujours une atténuation des fréquences élevées par suite des capacités parasites en parallèle sur la résistance de charge.

Dans ces amplificateurs, la composante capacitive de la résistance d'entrée des étages prend une importance particulière, principalement en ce qui concerne le préamplificateur et les premiers étages d'amplification de tension. Cette capacité est toujours égale à la somme des capacités internes du tube et de la capacité, par rapport à la masse, des connexions aboutissant à la grille de commande du tube. Ces capacités parasites, bien que relativement faibles, ont un effet néfaste (se traduisant par une atténuation des fréquences élevées) car elles sont en parallèle sur l'impédance d'entrée de l'étage, qui est généralement élevée.

Pour diminuer autant que possible les capacités parasites dues aux connexions, il faut que celles-ci soient très courtes et ne soient faites en fil blindé que lorsque cela est absolument indispensable. En effet, les fils blindés, présentent une assez forte capacité entre le fil conduteur interne et la tresse métallique reliée à la masse et forment de véritables petits condensateurs.

En ce qui concerne la capacité d'entrée (capacité interne) des tubes, il faut distinguer les triodes des pentodes. Pour une pentode, la capacité d'entrée est égale à la somme des capacités grille de commande-cathode et grille de commande-grille écran; la grille de commande étant isolée de la plaque par la présence de la grille-écran, la capacité d'entrée d'une pentode n'est pas influencée par le circuit plaque et, en particulier, par son impédance. Par contre, dans une triode, la capacité d'entrée est égale à la somme des capacités grille-cathode et grille-plaque multiplié par (1+A), A étant l'amplification en tension du tube c'est l'effet Miller. Cette somme est plus élevée que dans le cas des pentodes car la capacité grille-plaque triode est beaucoup plus élevée que la capacité grille-grille écran d'un tube pentode, du fait de l'effet Miller très important. Un tube triode amène des pertes plus importantes aux fréquences élevées qu'un tube pentode.

Pour ces raisons, le premier étage d'amplification, qu'il fasse partie du circuit d'entrée (préamplicateur) ou des étages amplificateurs de tension, est presque toujours équipé d'une pentode plutôt que d'une triode. Par contre, les étages d'amplification montés à la suite sont presque toujours équipés de tubes triodes (étages, inverseur de phase et « driver » - conducteur).

Correcteurs de tonalité. - Les correcteurs de tonalité les plus employés à l'heure présente comportent deux branches séparées, l'une d'elle agissant seulement sur les fréquences basses du spectre sonore (les « graves ») et l'autre seulement sur les fréquences élevées (les « aiguës »). La **fig. 8-A** représente le schéma d'un circuit correcteur pour les fréquences basses; il consiste en un potentiomètre P1 monté en série avec deux résistances R1 et R2 et ayant en parallèle deux condensateurs C1 et C2 formant avec les deux côtés de la résistances variable, un circuit en pont. Les deux résistances fixes et les deux condensateurs sont entre eux dans le même rapport. Quand le curseur du potentiomètre est dans la position indiquée sur la fig. 8-B, on obtient la transmission maximale des fréquences basses, tandis que s'il est dans la position de la fig. 8-C, on a l'atténuation maximale. Cela devient clair si l'on dessine, à côté des fig. **8-B** et **8-C**, le circuit équivalent pour chacune des deux positions extrêmes du curseur du potentiomètre.

Effectivement, lorsque le curseur est en B, le condensateur C1 est éliminé et le condensateur C2 shunte

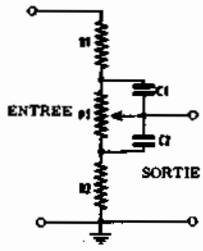


Fig. 8-A - Correcteur de tonalité pour fréquences basses. Les valeurs classiques sont: R1 = 100 000 Ω; P1 = 1 MΩ; R2 = 10 000 Ω; C1 = 1 000 pF; C2 = 10 000 pF.

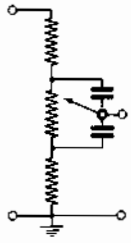


Fig. 8-B1 - Cette position du curseur donne la plus forte amplification des fréquences basses.

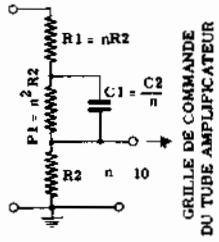


Fig. 8-B2 - Circuit équivalent à celui représenté par la figure 8-B1.

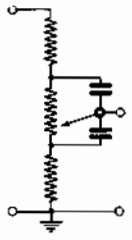


Fig. 8-C1 - Dans cette position les fréquences basses sont atténuées au maximum.

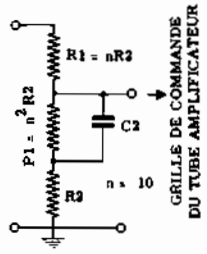


Fig. 8-C2 - Circuit équivalent à celui de la figure 8-C1.

le potentiomètre. C'est dans cette position que le renforcement des fréquences basses est maximum. Quand le curseur est en C, C2 est éliminé et C1 shunte le potentiomètre. C'est dans cette position que l'atténuation des fréquences basses est maximale.

Un circuit correcteur pour les fréquences élevées est représenté sur la **fig. 9**. La tension de sortie est recueillie sur le curseur du potentiomètre P2. Le condensateur C3, d'assez faible capacité, empêche le passage des fréquences basses dans le circuit ce qui fait que la position du curseur de P2 n'a pratiquement d'action que sur les fréquences les plus élevées. (2)

En combinant le circuit de la fig. 8-A avec celui de la fig. 9, on réalise la classique correcteur de tonalité à contrôle séparé des graves et des aiguës. Ce correcteur est utilisé dans de nombreux amplificateurs où il est incorporé à l'étage d'entrée (fig. 5).

Il existe de nombreux autres types de correcteurs, mais le principe de fonctionnement est toujours le même; ils sont tous basés sur l'utilisation de diviseurs de tension variables qui agissent, respectivement, sur l'une ou l'autre extrémité de la gamme des fréquences audibles. Un type différent de correcteur de tonalité peut être monté dans la boucle de contre-réaction, nous en parlerons dans la leçon consacrée à ce sujet.

L'ETAGE FINAL

C'est un des étages les plus importants des amplificateurs basse fréquence. Dans le cas d'amplificateurs de faible puissance, de moins de 5 watts, l'étage final est constitué par un seul tube amplificateur de puissance. C'est là le genre d'étage de puissance le plus couramment rencontré dans les récepteurs de radio, les électrophones portatifs et les magnétophones, particulièrement lorsqu'il s'agit d'appareils de grande série.

Dans les ensembles de classe supérieure, comme d'ailleurs dans la plupart des amplificateurs puissants, l'étage final comporte deux tubes amplificateurs montés en symétrique, ou push-pull. On obtient ainsi une puissance modulée plus importante et une plus faible distorsion. Nous avons déjà vu, qu'un étage amplificateur push-pull nécessite la présence de deux tensions d'excitation déphasées entre-elles de 180°. Voyons maintenant comment on peut obtenir cette « inversion de phase ».

Etages inverseurs de phase. - Le moyen le plus simple pour obtenir cette inversion de phase réside dans l'utilisation d'un transformateur dans le primaire duquel ont fait passer le signal; le secondaire comporte une prise médiane et entre chaque extrémité et la prise médiane de cet enroulement on recueille deux tensions égales déphasées entre elles de 180°.

Ce premier moyen a été très utilisé dans le passé; il est presque complètement abandonné actuellement et on l'emploie seulement dans les cas où une forte puissance d'excitation doit être fournie à l'étage final.

On préfère, pour des raisons d'économie, de simplicité et de fidélité de reproduction, employer d'autres systèmes inverseurs de phase basés sur l'utilisation d'un tube électronique généralement une triode.

Parmi ces montages, le plus connu est le « déphaseur cathodyne » (**figure 10**). Pour comprendre le principe de fonctionnement d'un tel montage il faut se rappeler que, dans un tube électronique, le signal recueilli sur la plaque est en opposition de phase avec celui appliqué sur la grille de commande tandis que le signal recueilli sur la cathode est en phase avec celui appliqué sur cette même grille. Donc, si nous appliquons sur la grille de commande d'une triode le signal destiné à être amplifié par l'étage final, nous recueillerons sur sa plaque et sur sa cathode deux signaux déphasés de 180° l'un par rapport à l'autre.

Mais ceci n'est pas suffisant, car les deux tensions doivent être d'égale amplitude si l'on veut que le fonctionnement de l'étage final soit parfaitement symétrique. Pour que cette condition se réalise, il suffit de faire en sorte que la résistance de charge anodique et la résistance mise en série avec la cathode soient égales entre elles. De cette façon, étant donné qu'elles seront parcourues par des courants de même intensité, qui est le courant passant dans le tube, les tensions recueillies à leurs bornes seront égales.

(2) Nous reviendrons plus en détail, dans un article ultérieur, sur le fonctionnement de ce circuit.

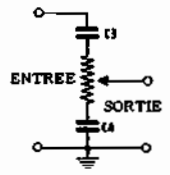


Fig. 9 - Correcteur de tonalité pour fréquences élevées. Il agit à la manière d'une commande de volume pour les seules fréquences supérieures à un seuil déterminé.

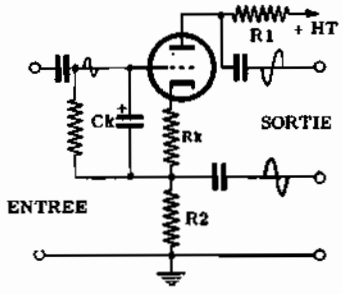


Fig. 10 - Etage inverseur de phase du type « cathodyne ». Les deux tensions déphasées de 180° sont prélevées respectivement sur la plaque et sur la cathode.

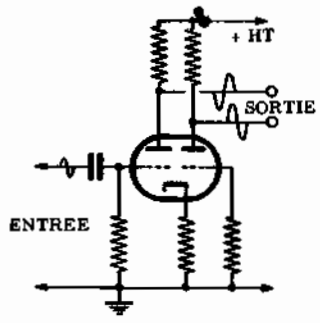


Fig. 11 Etage déphaseur à double triode à couplage cathodique (inverseur de Schmitt). Les tensions BF recuillies sur les plaques sont déphasées entre-elles de 180°.

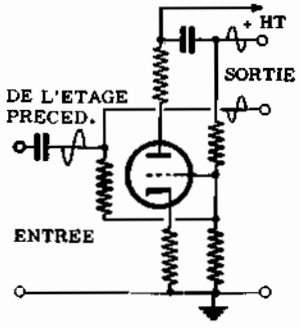


Fig. 12 - Etage inverseur de phase du type paraphase. La contre-réaction réduit le gain à l'unité; la tension recueillie sur la plaque est déphasée de 180° par rapport à celle recueillie sur la grille.

Sur la fig. 10, une autre résistance de valeur plus faible est en série avec la cathode. Cette résistance, Rk sert à fixer la tension de polarisation de la triode en rendant sa grille négative par rapport à la cathode. Elle doit être découplée par une capacité de valeur assez forte. Ainsi, sa présence n'influe nullement sur l'amplitude de la tension recueillie aux bornes de R2.

Un autre montage inverseur de phase est représenté sur la **figure 11**. Ce montage, appelé « inverseur à couplage cathodique », utilise une double triode, donc un tube de plus que le précédent, mais il joue le rôle d'un amplificateur en même temps que celui d'inverseur de phase. Le signal est appliqué sur la grille de la première triode tandis que la grille du second tube est pratiquement à la masse. Les tensions en opposition de phase sont recueillies et amplifiées sur les plaques des deux triodes. Remarquons que la cathode est commune aux deux sections du tube. Dans le cas où l'on utlise deux tubes séparés, les cathodes sont réliées entre elles et mises à la masse à travers une résistance commune.

Voyons quel en est le fonctionnement. Pour cela supposons qu'une alternance positive du signal soit appliquée à la grille de la première triode: nous recueillerons sur la plaque de cette triode une alternance négative, amplifiée. Cela en raison du fait que le signal sur la plaque est en opposition de phase par rapport à celui appliqué sur la grille. En même temps, nous trouvons sur la cathode du premier tube et sur celle du second, puisque la résistance de cathode est commune aux tubes, une alternance positive en phase avec celle de grille.

La deuxième triode fonctionne en amplificateur avec grille à la masse puisque le signal à amplifier est appliqué sur sa cathode. Dans un étage de ce type, lorsqu'on applique une tension positive sur la cathode tout se passe comme si une tension négative de même valeur était appliquée sur sa grille. En effet, l'alternance positive de cette électrode, donc la polarisation de la grille qui devient plus négative. Ainsi, on recueille sur la plaque de la deuxième triode un signal en opposition de phase avec celui appliqué sur la grille, c'est-à-dire une alternance positive.

Nous recueillerons donc, sur les deux anodes, deux tensions de phases opposées. Pour que ces tensions soient identiques, c'est-à-dire qu'elles aient la même amplitude, il faut que les résistances de charge anodique soient inégales et dans un rapport bien déterminé:

$$\frac{Ra1}{Ra2} = \frac{Rk\ (\mu + 1)}{\rho + Ra2 + Rk\ (\mu + 1)}$$

μ étant le coefficient d'amplification et ρ la résistance interne de chaque section du tube double triode.

En effet, si les courants Ia1 et Ia2 des deux tubes sont égaux, leur résultante, qui circule dans la résistance de cathode commune, est nulle et il n'existe aucun couplage cathodique, le système ne fonctionne pas.

Un troisième montage inverseur de phase fréquemment rencontré dans les amplificateurs est celui de la **figure 12**. C'est l'inverseur paraphase. Son principe de fonctionnement est le suivant: une des tensions est prélevée directement à l'entrée de l'étage (voie directe) tandis que l'autre tension, déphasée de 180°, est recueillie sur la plaque d'une triode dont la grille est attaquée par la tension directe. En résumé, les deux signaux en opposition de phase sont prélevés, l'un directement à l'entrée, l'autre à la sortie (sur l'anode) d'un même tube; ils sont donc déphasés de 180°.

Il pourrait sembler a priori, étant donné que la triode procure une certaine amplification, que les signaux recueillis soient bien en opposition de phase, mais n'aient pas la même amplitude. En réalité ce montage comporte une forte contre-réaction, ce qui réduit considérablement l'amplification d'un étage, et il est possible de calculer judicieusement les éléments du schéma, en particulier le pont diviseur de tension relié à la grille, de manière à réduire l'amplification en tension à l'unité c'est-à-dire avoir un gain nul. Il existe de nombreuses variantes de ce montage de base.

Etages de puissance en push-pull. - Les amplificateurs basse fréquence doivent en général fournir une puissance importante, avec un faible taux de distorsion. Ces deux exigences sont contradictoires, car dans un étage amplificateur, la distorsion augmente norma-

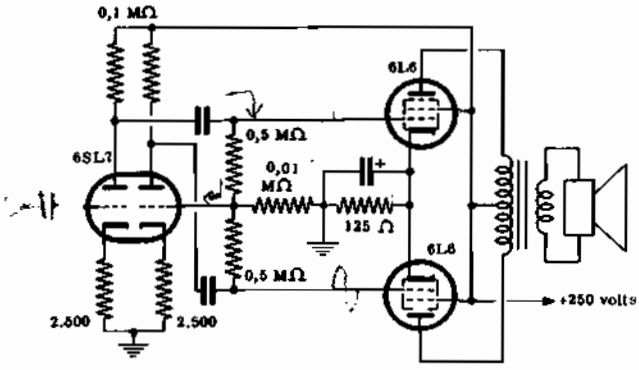


Fig. 13 - Amplificateur final de puissance symétrique classe A, précédé d'un étage pilote à double triode. La grille de la deuxième triode reçoit une partie du signal de la plaque de la première, convenablement réduit pour tenir compte de l'amplification apportée par le second tube. Les deux tensions BF appliquées sur les grilles des 6L6 sont donc égales et déphasées de 180°.

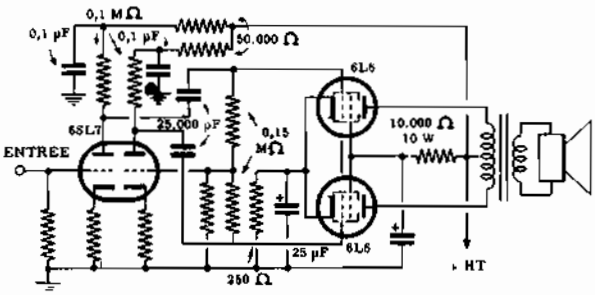


Fig. 14 - Amplificateur final de puissance symétrique classe AB1, précédé d'un étage pilote analogue au précédent. Il procure une plus grande puissance modulée grâce à sa tension anodique plus élevée. Des circuits de couplages sont insérés dans les alimentations HT de l'étage pilote et des grille-écrans.

lement avec la puissance fournie. Mais cette distorsion peut être considérablement réduite par l'utilisation d'un étage final symétrique ou push-pull. Ceci pour deux raisons que nous rappelons ci-dessous:

1) La puissance fournie par deux tubes montés en push-pull peut être supérieure au double de celle pouvant être obtenue d'un seul tube du même type. On peut donc faire fonctionner les deux tubes dans de meilleures conditions que celles correspondant à la puissance de sortie maximale.

2) A conditions de travail égales, la distorsion introduite par un étage final en push-pull est presque 5 fois moins grande que celle produite par un étage de puissance à un seul tube. Supposons, qu'un tube de puissance déterminé puisse fournir à lui seul une puissance modulée de 5 watts avec une distorsion de 10%. En montant deux tubes de ce type en push-pull, on obtient facilement une puissance modulée triple, soit 15 W environ avec un taux de distorsion de l'ordre de 2%.

Etudions en détail maintenant les différents avantages présentés par les étages amplificateurs de puissance symétriques, en examinant plus particulièrement les raisons techniques qui les motivent.

La puissance de sortie supérieure au double de celle fournie par un seul tube du même type, résulte du fait qu'avec le montage push-pull il est possible d'appliquer sur les grilles de commande des signaux d'une amplitude bien supérieure à celle permise pour rester dans la partie linéaire des caractéristiques du tube. Les étages push-pull fonctionnent généralement en classe AB.

La plus faible distorsion est due au fait que dans le transformateur de sortie les signaux issus des deux tubes s'ajoutent, de telle sorte que, étant donné leur déphasage, les distorsions de l'un sont compensées par celles de l'autre (3). De plus, un amplificateur symétrique procure une meilleure réponse aux fréquences basses du spectre sonore qu'un amplificateur à un seul tube. En effet, dans un montage symétrique les composantes continues du courant anodique des tubes circulent en sens opposés dans l'enroulement primaire du transformateur de sortie et les flux magnétiques ainsi produits s'annulent réciproquement. Le circuit magnétique du trasformateur de sortie travaille loin de sa saturation; l'inductance primaire reste donc élevée et de ce fait, les fréquences basses sont mieux amplifiées.

Par ailleurs, un ronflement résiduel à 100 Hz (provenant du redressement du secteur) est particulièrement gênant. Or, dans un amplificateur symétrique, la composante alternative encore présente dans la tension continue d'alimentation anodique produit moins de ronflement que dans les amplificateurs à tube unique. En effet, les deux tubes sont alimentés par la même tension continue appliquée à la prise médiane du primaire du transformateur de sortie. Les variations de flux produites par ces tensions résiduelles alternatives se produisent en sens opposé dans les deux moitiés du primaire et s'annulent; on ne retrouve plus aucune trace de ronflement dans le secondaire.

Classes d'amplification en push-pull. - Bien que nous ayons déjà traité ce sujet, il nous semble opportun de le revoir succinctement à propos de l'amplification de puissance basse fréquence.

Les régimes de fonctionnement les plus courants pour les étages push-pull sont le régime A et le régime AB. Rappelons que la différence essentielle entre ces deux régimes est: un amplificateur classe A, le signal appliqué sur la grille doit avoir une amplitude telle que le point fonctionnement du tube reste dans la partie rectiligne de sa caractéristique. Dans un amplificateur classe AB, l'amplitude du signal d'entrée peut dépasser les limites de la partie rectiligne. La classe AB se subdivise à son tour en classes AB1 et AB2; dans la première, le signal ne rend jamais la grille positive tandis que cela se produit dans la seconde.

Le choix de ces classes d'amplification dépend avant tout de la puissance de sortie que l'on désire obtenir et du taux de distorsion acceptable. Par exemple, en montant deux tubes 6L6 en push-pull classe A, on peut avoir une puissance de 15 watts modulés. Avec ces deux mêmes tubes en classe AB1, la puissance modulée atteint 30 watts. En classe AB2, cette puissance utile

(3) Il s'agit de distorsion par harmonique 2.

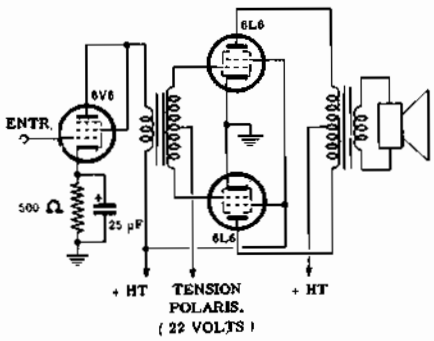


Fig. 15 - Amplificateur de puissance push-pull classe AB2, précédé d'un étage « driver » équipé d'une lampe de puissance. Le couplage se fait par un transformateur à secondaire à prise médiane. Cet amplificateur donne une puissance modulée importante.

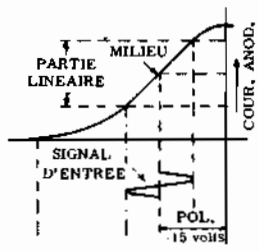


Fig. 16-A - Fonctionnement d'un étage de puissance classe A1 (faible polarisation, petite puissance modulée).

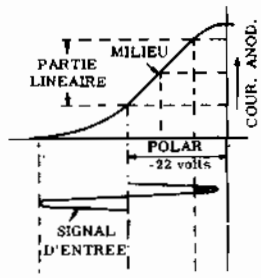


Fig. 16-B - Fonctionnement en classe AB1: la polarisation et la puissance de sortie ont des valeurs moyennes.

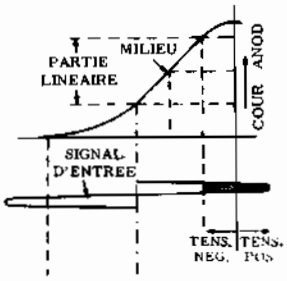


Fig. 16-C - Le fonctionnement en classe AB2 procure la puissance maximale, avec une forte polarisation.

augmente encore, jusqu'à 50 watt environ. Le taux de distorsion augmente dans les mêmes proportions.

La différence essentielle entre ces trois classes d'amplification en push-pull est déterminée par l'amplitude du signal appliqué sur les grilles. Il s'ensuit que, en raisons des conditions différentes de fonctionnement, les tension de polarisation, de grille-écran et de plaque ne sont pas identiques pour ces trois classes. Les **figures 13, 14 et 15** donnent les schémas de trois montages amplificateurs BF de puissance dont les lampes finales sont deux 6L6 montées en symétrique. Les **figures 16-A** et **C**, montre le point de fonctionnement et l'amplitude du signal appliqué sur les grilles pour ces trois montages. En classe A la tension de polarisation des grilles est fixé à — 15 volts, elle place le point de fonctionnement du tube au milieu de la partie rectiligne de la caractéristique $I_a = f(U_g)$. L'amplitude du signal BF appliqué sur les grilles est réglée de manière à ne jamais dépasser la partie rectiligne de cette caractéristique. Dans ces conditions, l'amplitude de la composante alternative du courant anodique des tubes a une faible valeur; il en est de même pour la composante alternative de la tension anodique.

L'amplification de puissance en classe A permet d'obtenir un très faible taux de distorsion. La puissance modulée n'est pas très élevée étant donné les faibles variations du courant de la tension anodique. Il en résulte que le rendement d'un tel étage est assez faible puisqu'une partie de la puissance fournie au tube est complètement inutilisée. Sur la fig. 13, la tension de la grille-écran est égale à la tension plaque, cela pour un amplificateur de la classe A.

En classe AB1, par contre, étant donné que la tension anodique est augmentée de 100 volts, pour éviter un courant plaque trop élevé qui provoquerait la saturation des tubes dans les pointes de modulation on met une résistance en série dans l'alimentation des grille-écrans pour abaisser d'une centaine de volts la tension qui leur est appliquée. La résistance de cathode est de valeur différente dans les deux cas; elle passe, en effet de 125 Ω en classe A à 250 Ω en classe B, augmentant ainsi la polarisation des grilles de commande.

Cette polarisation plus importante est rendue nécessaire par l'application d'un signal d'amplitude plus grande. En effet, la tension du signal d'entrée, bien que pouvant dépasser la partie rectiligne de la courbe caractéristique, ne doit jamais rendre positive la grille de commande. L'amplitude de crête à crête du signal que l'on peut appliquer à la grille, sans que celle-ci ne devienne positive, est un peu inférieure au double de la tension de polarisation. C'est ainsi que dans la fig. 16-B, la tension de polarisation pour la classe AB1 étant de —22 V, l'amplitude de crête à crête du signal est de 40 V au maximum.

Dans un amplificateur push-pull classe AB1 la distorsion produite est plus importante qu'avec le même amplificateur fonctionnant en classe A. Toutefois, comme les distorsions produites par les deux tubes s'annulent réciproquement en partie, on peut obtenir des taux de distorsion inférieurs à 3%.

Le fonctionnement d'un amplificateur BF de la classe AB2 est nettement différent des deux précédents. Sa caractéristique essentielle réside, (fig. 16-C), dans la très grande amplitude du signal d'entrée qui rend la grille positive pendant les crêtes des alternances positives de ce signal. Un courant grille prend donc naissance pendant une partie de la période. La présence d'un courant dans le circuit des grilles de commande signifie qu'une certaine puissance est dissipée dans le circuit d'entrée de l'étage push-pull et que cette puissance doit être fournie par l'étage précédent (pilote ou « driver ») équipé d'un tube de puissance. Dans le montage de la fig. 15, ce tube est un 6V6 monté en triode. Il peut délivrer une puissance modulée de 2 watts.

Etant donné la puissance élevée nécessaire à l'attaque des grilles d'un étage symétrique classe AB2, il n'est plus possible d'utiliser un étage inverseur de phase du type de ceux étudiés plus haut; il faut employer nécessairement un transformateur de couplage comportant un secondaire à prise médiane pour obtenir les tensions déphasées de 180°. En outre, la polarisation des grilles de commande est obtenue au moyen d'une tension négative, par rapport à la masse, délivrée par l'alimentation et non plus au moyen d'une

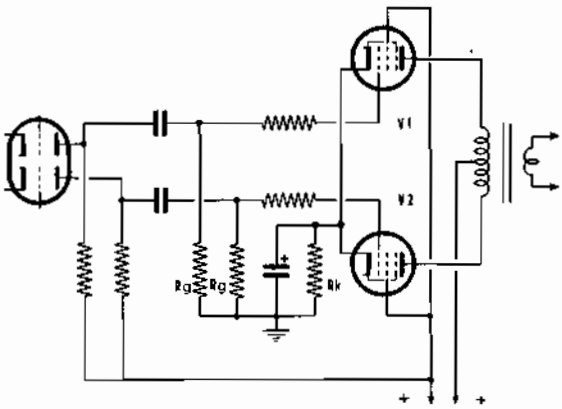


Fig. 17 - Etages de puissance sans équilibrage des tubes V1 et V2. Un déséquilibre des courants anodiques introduit des distorsions.

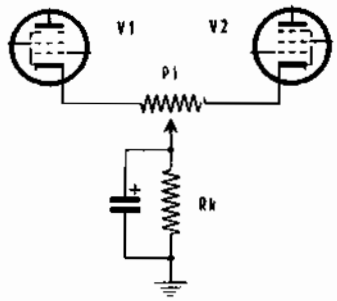


Fig. 18 - Méthode employée pour équilibrer les courants anodiques des tubes de puissance de la fig. 17 et compenser les différences éventuelles de leurs caractéristiques.

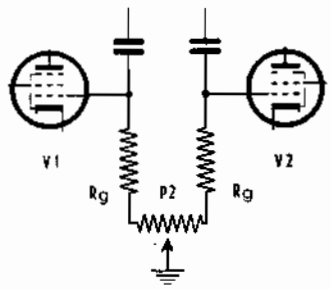


Fig. 19 - Méthode employée pour équilibrer les tensions BF appliquées sur les grilles d'un amplificateur symétrique (fig. 17) complétant l'équilibrage des courants anodiques.

résistance insérée dans les cathodes. Cette tension de polarisation fixe, étudiée en son temps dans ce Cours, est choisie d'une valeur suffisante pour permettre d'appliquer la tension maximale du signal sur les grilles. Dans le cas donné en exemple par les figures 15 et 16, elle est de —22 volts. Une tension encore plus négative serait nuisible car pendant les alternances négatives le tube serait complètement bloqué par le signal; il s'ensuivrait une forte distorsion et une diminution de la puissance de sortie.

—**Equilibrage des étages de puissance symétriques.** - Considérons le schéma de la **figure 17**. Il représente un montage classique d'amplificateur de puissance symétrique équipé de tubes EL84, précédé d'un tube triode inverseur de phase. Pour obtenir les meilleurs résultats, il faut prendre certaines précautions, tant en ce qui concerne l'étude des circuits, que le choix des composants à utiliser. En effet, il est facile de comprendre que dans un tel montage les tubes doivent fonctionner d'une manière parfaitement symétrique, si l'on veut obtenir de bons résultats.

Même en suposant que les deux tubes EL84 soient parfaitement identiques, du point de vue de leurs caractéristiques propres, il est évident qu'une dissymétrie peut se produire soit des résistances de grille de valeurs inégales, soit d'un déséquilibre dans l'étage inverseur de phase. Pour éviter ces inconvénients et pour arriver à un parfait équilibrage des deux tubes du push-pull, on fait appel à un dispositif potentiométrique de correction.

Supposons que les deux lampes finales ne soient pas absolument identiques dans leurs caractéristiques et que les courants anodiques (et cathodiques) de ces deux tubes soient légèrement différents au repos (c'est-à-dire en l'absence de tout signal appliqué sur les grilles). Pour rétablir cet équilibre indispensable, on remplace la résistance de cathode commune aux deux tubes (RK de la fig. 17) par un ensemble constitué par une résistance fixe et un potentiomètre, (**figure 18**). Le potentiomètre P1 doit être de très faible valeur ohmique (20 Ω environ), de telle sorte que le valeur de Rk reste inchangée. Pour équilibrer l'étage de puissance, il suffit alors de déplacer le curseur du potentiomètre vers la lampe dont le débit anodique est le plus faible. En procédant ainsi on diminue la valeur de sa résistance de cathode, ce qui augmente l'intensité de son courant anodique tandis qu'on augmente la résistance de cathode de l'autre tube, diminuant ainsi son courant anodique. En disposant deux milliampèremètres en série dans l'alimentation des plaques de ces tubes, on pourra facilement trouver la position du curseur donnant des courants anodiques égaux.

L'étage final est donc équilibré statiquement (au repos) mais encore faut-il que les deux tensions en opposition de phases appliquées sur les grilles soient égales entre elles. Si cela n'est pas, d l'étage de puissance. On peut alors modifier le circuit de grille selon le schéma de la **figure 19**, en reliant les extrémités des résistances Rg de la fig. 17 à un potentiomètre P2 dont le curseur est mis à la masse. Là encore ce potentiomètre ne doit pas être de valeur très élevée; sa valeur ohmique optimale est égale au 1/10 de celle de Rg.

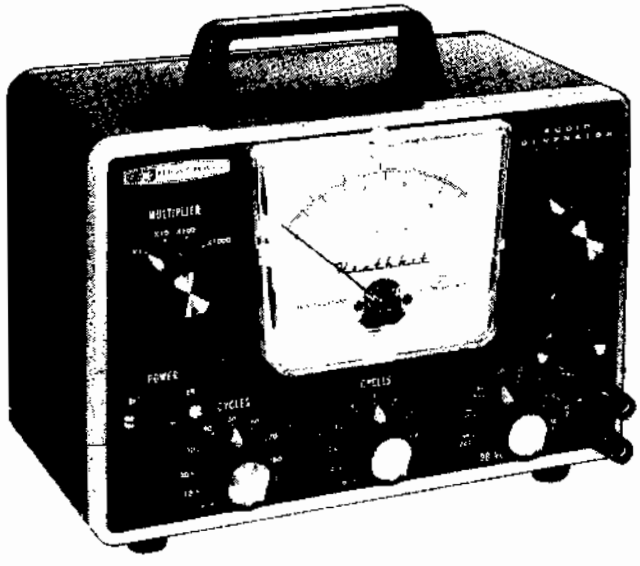
Supposons par exemple que le signal sur la grille de V1 soit plus élevé; il suffit de déplacer le curseur de P2 vers ce tube pour rétablir l'équilibre. En procédant ainsi on diminue la résistance de grille et la tension du signal recueilli aux bornes du diviseur de tension constitué par le condensateur de couplage et cette résistance de grille diminue proportionnellement. En même temps, la résistance de grille de V2 augmente de valeur et l'amplitude du signal qu'elle reçoit devient plus grande. Il s'agit donc de régler la position du curseur de P2 de manière à avoir des tensions BF égales sur les deux grilles. Naturellement, pour faire convenablement ce réglage, il faut appliquer à l'entrée de l'étage déphaseur un signal provenant d'un générateur BF. Ce générateur peut être identique à celui que nous décrivons dans la leçon suivante

Précisons que pour le réglage du potentiomètre du circuit de cathode, on ne doit appliquer aucun signal à l'entrée de l'amplificateur puisqu'il s'agit d'équilibrer les courants de repos des deux lampes finales.

Leçon n° 107

CONSTRUCTION D'UN GENERATEUR BASSE FREQUENCE

1ère PARTIE



DESCRIPTION ET CONSTRUCTION

Au cours de notre étude sur les divers montages susceptibles de produire des oscillations de basse fréquence (page 535), nous avons vu que — à l'exception des valeurs à donner aux composants — il est possible de produire de telles oscillations avec les mêmes montages que ceux destinés à la production d'oscillations Haute Fréquence. Nous avons en outre sommairement étudié le fonctionnement des oscillateurs à « pont de Wien » qui permettent d'obtenir une gamme de fréquences très étendue par le choix convenable des éléments R et C du circuit.

Le montage oscillateur à « pont de Wien » convenablement modifié, a permis la realisation de nombreux types de générateurs basse fréquence dans lesquels aucune inductance n'est utilisée, ce qui simplifie considérablement la construction et la mise au point.

Nous avons signalé en son temps, l'importance particulière d'une résistance spéciale (en pratique, le filament d'une lampe à incandescence) dont le rôle consiste à maintenir une tension de sortie d'amplitude constante quelle que soit la fréquence produite par l'oscillateur. Cet effet de régulation est dû au phénomène bien connu: la résistance de certains filaments varie en fonction de l'intensité du courant qui les traverse.

Il existe donc plusieurs types de circuits du genre « Pont de Wien », la plupart d'entre-eux permettant d'engendrer des oscillations dans différentes gammes dont les fréquences extrêmes sont généralement dans un rapport de 10, ces gammes pouvant être choisies au moyen d'un contacteur. La variation continue de la fréquence à l'intérieur de chaque gamme est obtenue au moyen d'un condensateur variable double, identique à celui employé dans les superhétérodynes pour l'accord des circuits oscillants, ou bien au moyen d'un double potentiomètre. Dans un cas on fait donc varier les capacités du circuit en pont, dans l'autre les résistances. Ces deux systèmes permettent de faire varier la fréquence d'une manière continue, à l'intérieur d'une gamme déterminée, par la simple rotation du condensateur variable ou du potentiomètre muni d'un cadran démultiplicateur approprié.

Toutefois, aussi séduisante soit-elle, cette possibilité de variation continue de la fréquence du signal présente un inconvénient. En effet, la lecture se faisant sur un cadran gradué unique au moyen d'une aiguille se déplaçant devant lui, il est fort probable que la

fréquence lue soit sensiblement différente de la fréquence exacte, tant en raison des défectuosités du système mécanique d'entraînement, que des erreurs de parallaxe. Si l'on ajoute à cela que les fréquences gravées sur le cadran sont elles-mêmes affectées d'un certain pourcentage d'erreur, l'erreur totale commise sur la fréquence exacte du signal est très souvent plus importante qu'on ne le croit.

Dans l'appareil que nous présentons ici — comme nous le verrons plus loin avec plus de détails — cet inconvénient a été éliminé du fait que le choix de la fréquence se fait uniquement par des contacteurs. Excepté cela, il convient de noter que ce générateur est semblable aux autres types, car l'alimentation, l'amplification, l'atténuateur de sortie sont conventionnels.

Les signaux BF produits par ce générateur ont une stabilité et une précision plus que suffisante pour les besoins normaux du technicien, particulièrement pour la mise au point des étages d'amplification basse fréquence, ainsi que pour le relevé de la courbe de réponse d'un étage déterminé ou de l'amplificateur tout entier.

Comme on le verra plus loin, dans le paragraphe consacré à l'utilisation de cet instrument, son maniement est fort simple. En effet, un signal BF d'une fréquence quelconque, comprise dans les limites des gammes prévues, peut être obtenue par la simple manoeuvre des deux boutons commandant les contacteurs. En outre, un atténuateur étalonné et un instrument de lecture directe de la tension du signal de sortie, permettent le relevé des courbes de réponse par la méthode dite « par points ».

Avec l'aide d'un distorsiomètre très simple qui — nous le verrons par la suite — peut être très facilement construit par nos lecteurs, il sera également possible de faire les mesures de distorsion.

Caractéristiques générales

Gammes de fréquence	de 10 à 100 000 Hz.
Choix des fréquences	Par deux contacteurs: le premier donnant les deux chiffres significatifs de la fréquence et l'autre un facteur de multiplication.
Précision de la fréquence	±5%.
	De 0 à 10 volts (sur haute impédance: 10 000 Ω minimum).
	De 0 à 3 volts (sur haute impédance: 10 000 Ω minimum).
	De 0 à 1 volt, De 0 à 0,3 volt, De 0 à 0,1 volt, De 0 à 0,03 volt, De 0 à 0,01 volt, De 0 à 0,003 volt — sur basse impédan. 600 Ω environ
Impédance de la source	Gamme 0-10 volts entre 0 et 1 000 Ω Gamme 0-3 volts entre 800 et 1 000 Ω Gamme 0-1 volt: 600 Ω (sur charge extérieure) et 290 Ω (sur charge interne).
Gammes en dB	De —60 dB à +22 dB (de —10 à +2 dB sur le voltmètre et de —50 à +0 sur l'atténuateur par bonds de 10 dB.
Gamme en dBm (600 Ω sur charge extérieure)	De —60 à +2 dBm (0 dBm = 1 mW sur une charge de 600 Ω).
Voltmètre de sortie	Gradué en volts et dB
Précision de l'instrument	±5% de la valeur, lue après tarage convenable.
Distorsion	Inférieure à 0.1% de 20 Hz à 20 000 Hz.
Tubes	6X4, 6AU6 et 6CL6.
Alimentation	105-125 ou 220 V. 50 Hz, 40 W.
Dimensions du coffret	24 × 16,5 × 12,7 cm.
Poids	3,5 kg, environ.

Le Générateur Basse Fréquence **IG-72** est un appareil complet d'utilisation facile. Bien que de conception très simple et de réalisation aisée, cet appareil, monté avec soin, est d'un fonctionnement sûr, susceptible de satisfaire la majeure partie des besoins de l'atelier ou du laboratoire d'un radiotechnicien. La gamme des fréquences couvertes est très large et la tension de sortie étalonnée est affectée d'un faible taux de distorsion. On peut, par le jeu des atténuateurs, obtenir toutes les valeurs normalement rencontrées dans le domaine de l'amplification basse fréquence.

L'appareil est présenté dans un coffret métallique pratique et léger, et son esthétique est conforme à celle des appareils de laboratoire usuels.

Bien que l'étude de cet appareil ait été faite de manière à garantir les meilleurs résultats, ceux-ci ne pourront être obtenus que si toutes les précautions nécessaires — déjà connues de nos lecteurs — ont été prises lors de la construction qui doit être faite rationnellement, en suivant scrupuleusement les indications détaillées fournies par le constructeur. Nous savons déjà, pour l'avoir maintes fois répété, que des soudures mal faites, l'emploi de décapants corrosifs, un montage hâtif et peu soigné, peuvent être la cause d'un mauvais fonctionnement. Pour cette raison et bien qu'il soit très simple, il est recommandé de faire ce travail avec le maximum de soins et de précision.

ETUDE DU MONTAGE

Le schéma général de la **figure 1** montre que l'instrument peut se diviser en quatre sections: l'alimentation, l'oscillateur, l'atténuateur et le voltmètre mesurant la tension de sortie.

L'alimentation se compose d'un transformateur normal suivi d'un redresseur des deux alternances et d'une cellule de filtrage constituée par deux condensateurs et une bobine de filtre.

L'oscillateur proprement dit est équipé d'un tube 6AU6 (pentode) amplificateur de tension et d'un tube 6CL6 monté en « cathode follower ».

La réaction positive entre la 6CL6 et la 6AU6 (liai-

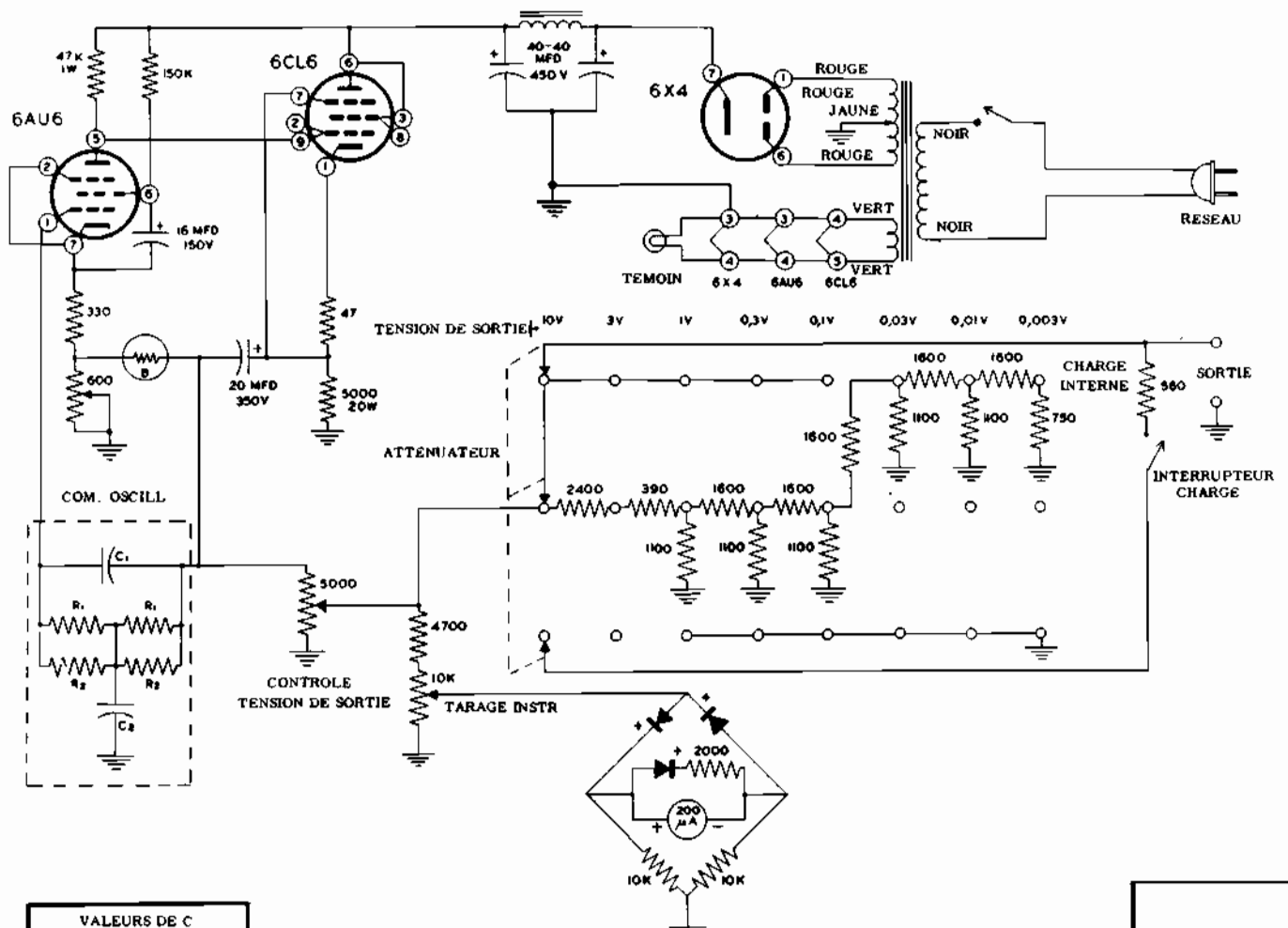


Fig. 1 - Schéma général du Générateur de signaux BF mod. 1G-72. Les valeurs de R1, R2 et C1, pour les différentes fréquences sont indiquées dans les tableaux ci-dessous.

VALEURS DE C

MULTIPLIC.	C_1	C_2
X1	0,05	0,5
X10	0,005	0,05
X100	500	0,005
X1000	47	500

VALEURS DE R

CADRAN	R_1	CADRAN	R_1	CADRAN	R_2	CADRAN	R_2
10	100K	60	16,7K	1	1 Meg.	6	163K
20	50K	70	14,3K	2	510K	7	139K
30	33,3K	80	12,5K	3	330K	8	122K
40	25K	90	11,1K	4	240K	9	109K
50	20K	100	10,0K	5	194K	10	98K

son entre les deux cathodes) se fait à travers une lampe à filament de tungstène de faible puissance.

La contre-réaction est appliquée de la cathode de la 6CL6 à la grille de la 6AU6 à travers un circuit accordé, du type pont de Wien. La fréquence des oscillations obtenues est fonction des valeurs des éléments R et C de ce circuit et ces oscillations ne prennent naissance que sur la fréquence pour laquelle l'atténuation introduite par le circuit de contre-réaction est minimale et lorsque le déphasage est nul, comme le montre la **figure 2**.

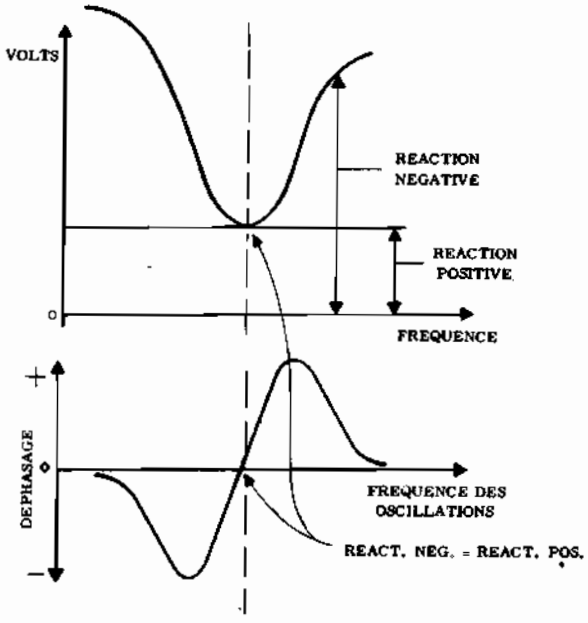


Fig. 2 - Représentation graphique des relations existant entre le signal (en bas) et la contre-réaction appliquée.

Ce circuit accordé, est un réseau en « T » avec une capacité en parallèle (voir **figure 3**). La fréquence des oscillations produites est donnée par la formule:

$$f = \frac{1}{2 \pi R C}$$

dans laquelle $C = \sqrt{C1 \times C2}$

L'amplitude des oscillations est maintenue sensiblement constante, quelle que soit la fréquence, par l'action de la lampe à filament de tungstène branchée en série dans la boucle de réaction. Cette réaction positive est appliquée à travers un diviseur de tension constitué par la lampe à filament de tungstène et le potentiomètre de 600 ohms. Toute augmentation de l'amplitude de la tension de sortie augmentera l'intensité du courant passant dans le filament de cette lampe et — en conséquence — fera croître sa température et sa résistance. Cela réduira automatiquement le taux de réaction appliquée sur la cathode de la 6AU6, donc l'amplitude de la tension de sortie.

On obtient ainsi une stabilisation automatique des conditions de fonctionnement de l'oscillateur. Le potentiomètre de 5 000 ohms sert à régler le niveau de la tension de sortie normale.

Le circuit accordé est composé essentiellement de deux résistances et de deux condensateurs. La formule citée plus haut montre que toute diminution de la capacité de ces condensateurs entraîne une augmentation correspondante de la fréquence des oscillations produites. C'est ainsi que si l'on divise les valeurs des capacités par 10, la fréquence sera 10 fois plus élevée. En faisant C2 dix fois plus grand que C1, il est possible d'obtenir avec seulement cinq condensateurs, les mêmes gammes de fréquence qu'avec quatre paires, c'est-à-dire avec huit condensateurs. La gamme entière de fréquence couverte par cet appareil est divisée en quatre sous-gammes qui sont entre-elles dans le rapport de 1 à 10. Ces condensateurs sont reliés à un contacteur qui forme le « multiplicateur ».

A l'intérieur de ces sous-gammes, des fréquences déterminées peuvent être obtenues en faisant varier la valeur de R. Par exemple, avec le multiplicateur sur la position « xl », une valeur de R égale à 100 000 ohms produira une fréquence de 10 Hz. Comme f et R sont inversement proportionnels, pour obtenir une fréquence de 20 Hz double de la précédente, il faudra donc une résistance moitié de celle indiquée plus haut soit 50 000 ohms. De même, pour une fréquence trois fois plus élevée, 30 Hz, la résistance nécessaire sera égale au tiers, soit 33 333 ohms.

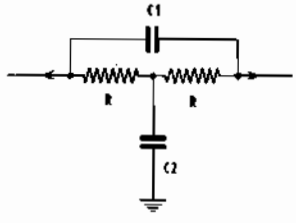


Fig. 3 - Circuit équivalent au réseau en « T » constitué par R1, R2, C1 et C2. Par la commutation des résistances on fait varier la fréquence à l'intérieur de chaque sous-gamme; par celle des capacités on détermine les différentes sous-gammes.

Pour couvrir la gamme comprise entre 0 et 100 Hz, il faut utiliser un contacteur à deux galettes, chacune d'elle commutant quatre résistances, à savoir: 100 000, 50 000, 33 300, 25 000 ohms. Par une judicieuse combinaison des contacts, on obtient, avec ces seules résistances d'autres valeurs ohmiques; c'est ainsi qu'en mettant en parallèle sur la résistance de 100 000 celle de 25 000 ohms on a une résistance totale de 20 000 ohms; 50 000 ohms en parallèle sur 25 000 = 16 700 ohms; 33 300 en parallèle sur 25 000 = 14 3000 ohms; 100 000 en parallèle sur 33 300 et sur 25 000 = 12 500 ohms; 50 000 en parallèle sur 33 300 et sur 25 000 = 11 100 ohms; 100 000 en parallèle sur 50 000 et sur 33 300 = 16 650 ohms.

Toutes ces valeurs de résistance produisent des fréquences comprises entre 10 et 100 Hz, par bonds de 10 Hz. Comme nous l'avons indiqué plus haut, certaines de ces valeurs sont obtenues avec une seule résistance, d'autre par la combinaison de deux ou de trois résistances en parallèle.

Les variations de la fréquence entre ces limites de 10 Hz sont obtenues également au moyen d'un contacteur. On adopte le même montage que le précédent, mais les résistances sont dix fois plus fortes. Les deux contacteurs sont montés en parallèle et l'ensemble permet

d'obtenir une suite de fréquences espacées de 1 Hz.

L'atténuateur réduit la tension du signal de sortie recueilli sur la cathode de la 6CL6: il se compose de deux sections: un potentiomètre de 5 000 ohms et un atténuateur à décade. Cet atténuateur est conçu pour donner une impédance de sortie de 600 ohms jusqu'à 1 volt et une impédance plus forte sur les positions 3 et 10 volts.

Sur les positions correspondant à une impédance de sortie de 600 ohms, on peut mettre en circuit une charge interne lorsque l'entrée de l'amplificateur à mesurer est à haute impédance; cette charge peut être mise hors circuit lorsque l'impédance d'entrée du circuit à mesurer est de 600 ohms. Sur les positions 3 et 10 volts, la charge interne est automatiquement mise hors circuit. L'atténuateur fonctionne par bonds de 10 dB.

Le voltmètre de sortie mesure la tension BF recueillie directement à l'entrée de l'atténuateur. Une fraction de cette tension, déterminée par un potentiomètre servant au tarage de l'instrument, est redressée par deux diodes à cristal. La non-linéarité des diodes, pour des tensions faibles, est compensée par la présence d'une troisième diode mise en parallèle sur le microampèremètre.

Le cadran de cet instrument porte trois échelles: 0 à 10 volts, 0 à 3 volts et —10 à +2 db. Quand le générateur est utilisé avec une charge convenable, les lectures faites sur le cadran, combinées avec les positions de l'atténuateur, indiquent la tension BF effectivement disponible aux bornes de sortie.

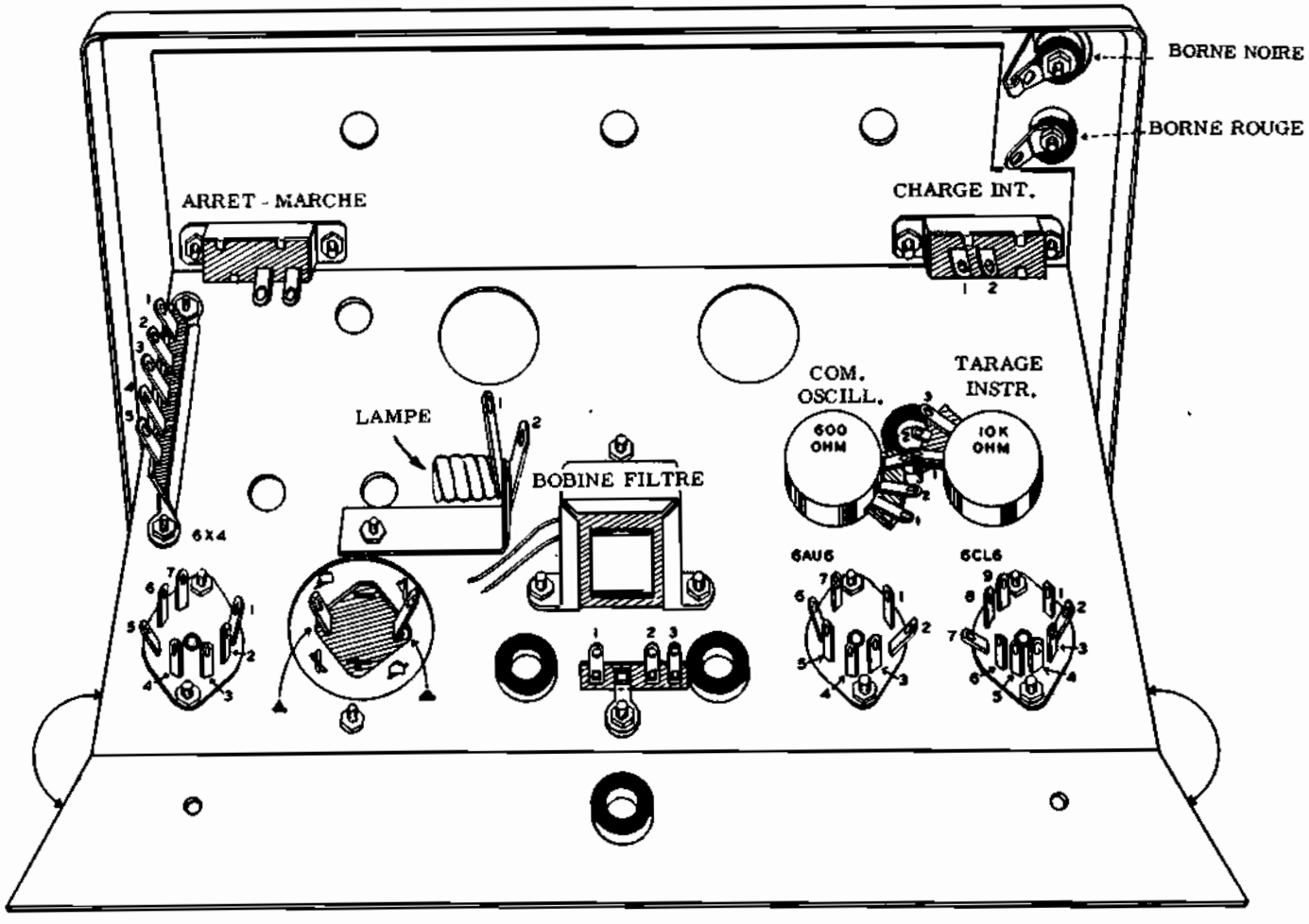


Fig. 4 - Vue inférieure du châssis après le montage mécanique et avant le câblage. On remarquera la position des deux interrupteurs (mise en marche et charge interne) fixés sur le panneau avant; la couleur des deux bornes de sortie (en haut, à droite) l'orientation des supports de tubes et l'emplacement du support de la lampe à filament de tungstène. Cette disposition du matériel ne doit pas être modifiée pour ne pas compromettre le câblage de l'ensemble de l'appareil.

MONTAGE MECANIQUE

Nous avons déjà présenté plusieurs réalisation basées sur des « ensembles prêts à câbler » ou « kits », il est donc inutile de revenir sur les conseils généraux déjà donnés. Comme dans les autres cas, les indications fournies par le constructeur et les nombreux plans de câblage suffisant à donner tous les renseignements nécessaires à la mise en place des divers composants.

La **figure** 4 représente le châssis vu par dessous. En haut, à droite, sont fixées les deux bornes de sortie, la borne supérieure, de couleur noire, étant directement reliée à la masse. On doit remarquer — à ce propos — dans la description que nous faisons de l'emplacement des diverses pièces, que la figure 4 représente l'appareil retourné, l'arrière étant vers le lecteur; c'est pourquoi, en réalité, ainsi que le montre la photographie de l'appareil, ces bornes de sortie sont situées en bas

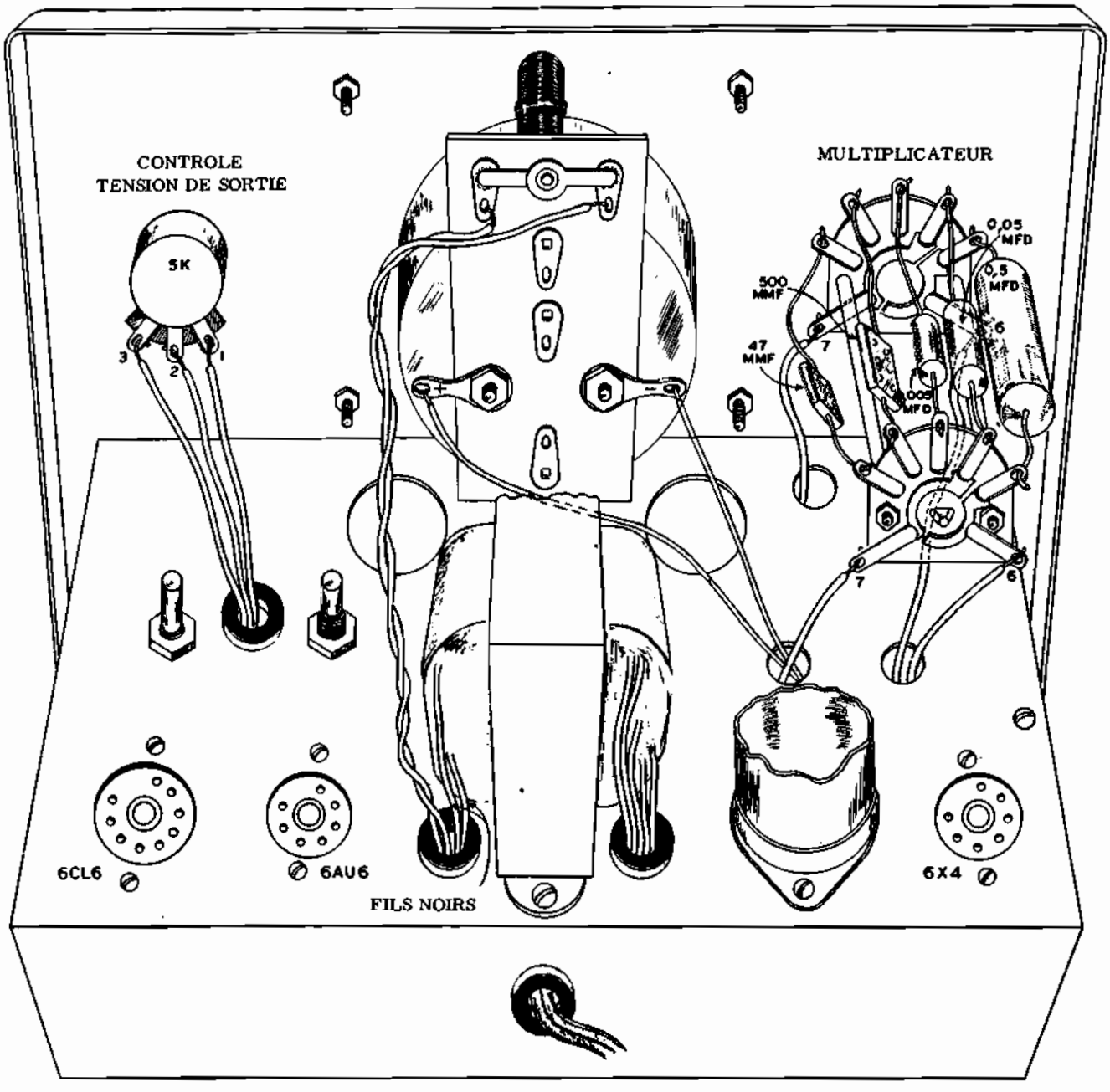


Fig. 5 - Vue supérieure du châssis et du panneau avant. On y voit la partie postérieure du microampèremètre et la plaquette supportant l'ampoule d'éclairage du cadran. Le transformateur est fixé de manière que son circuit magnétique soit à 90° de celui de la bobine de filtre placée en dessous. Le boîtier du condensateur de filtrage a été sectionné pour montrer les connexions placées derrière lui. On voit également le contacteur de sous-gammes et le potentiomètre de sortie.

et à droite du panneau avant, lorsque l'appareil est dans sa position normale.

On notera la position de l'interrupteur de mise en marche et celle de l'interrupteur de mise hors service de la charge intérieure, respectivement placés à gauche et à droite, contre le plan du châssis. A gauche se trouvent: une barrette relais à 5 cosses et, immédiatement au dessous, le support de la redresseuse 6X4. En se déplaçant vers la droite on trouve le condensateur de filtrage double (40+40 μF), suivi d'une barrette relais à trois cosses. De part et d'autre de celle-ci deux passe-fils en caoutchouc protègent les connexions passant de l'autre côté du châssis d'une éventuelle détérioration de leur isolant, par suite des frottements contre la tôle. Toujours vers la droite, on rencontre ensuite les deux supports des tubes 6AU6 et 6CL6, dont il faut respecter l'orientation pour éviter que les connexions aboutissant aux cosses de ces supports ne suivent un parcours différent de celui prévu par le constructeur; ceci pour éliminer toutes oscillations parasites pouvant être provoquées par des couplages indésirables.

Immédiatement au dessus de ces supports se trouvent deux potentiomètres, l'un de 10 000 ohms, l'autre de 600 ohms. Ce sont des réglages à effectuer uniquement lors de la mise au point de l'appareil et il est donc inutile que leurs axes de commande soient accessibles de l'extérieur.

Au centre du châssis sont situés la bobine de filtrage de la haute tension et le support de la lampe réglant le taux de réaction.

Le passe-fil en caoutchouc visible sur le côté postérieur du châssis sert à isoler le cordon secteur de la tôle.

La **figure** 5 représente le châssis vu par dessus, de l'arriere de l'appareil. On notera la position du potentiomètre atténuateur de sortie, fixé sur le panneau avant à droite du microampèremètre. Sur ce dernier est montée une plaquette isolante à 7 cosses servant au branchement des divers composants. On remarquera également, vers la droite, le multiplicateur, ou sélecteur de sous-gammes, constitué par un contacteur à deux galettes.

Sur le plan horizontal du châssis, on retrouve les mêmes éléments que ceux de la **figure** 4: les deux axes des potentiomètres de tarage, de part et d'autre du passe-fil par lequel passent les connexions aboutissant au potentiomètre réglant l'amplitude de la tension de sortie. Puis les deux supports (de la 6AU6 et de la 6LC6) avec, au centre, le transformateur d'alimentation, à la droite duquel sont le condensateur double de filtrage (coupé pour dégager la partie du câblage située derrière lui) et le support de la valve redresseuse (6X4).

Tous ces éléments sont fixés au moyen de vis. Il conviendra de s'assurer que le serrage de ces vis est convenablement fait afin d'éviter des liaisons intermittentes avec la masse, tant en ce qui concerne les connexions proprement dites que les parties métalliques servant de blindages.

Une fois fixés tous les composants (à l'exception des condensateurs et des résistances) on peut commencer les opérations de câblage.

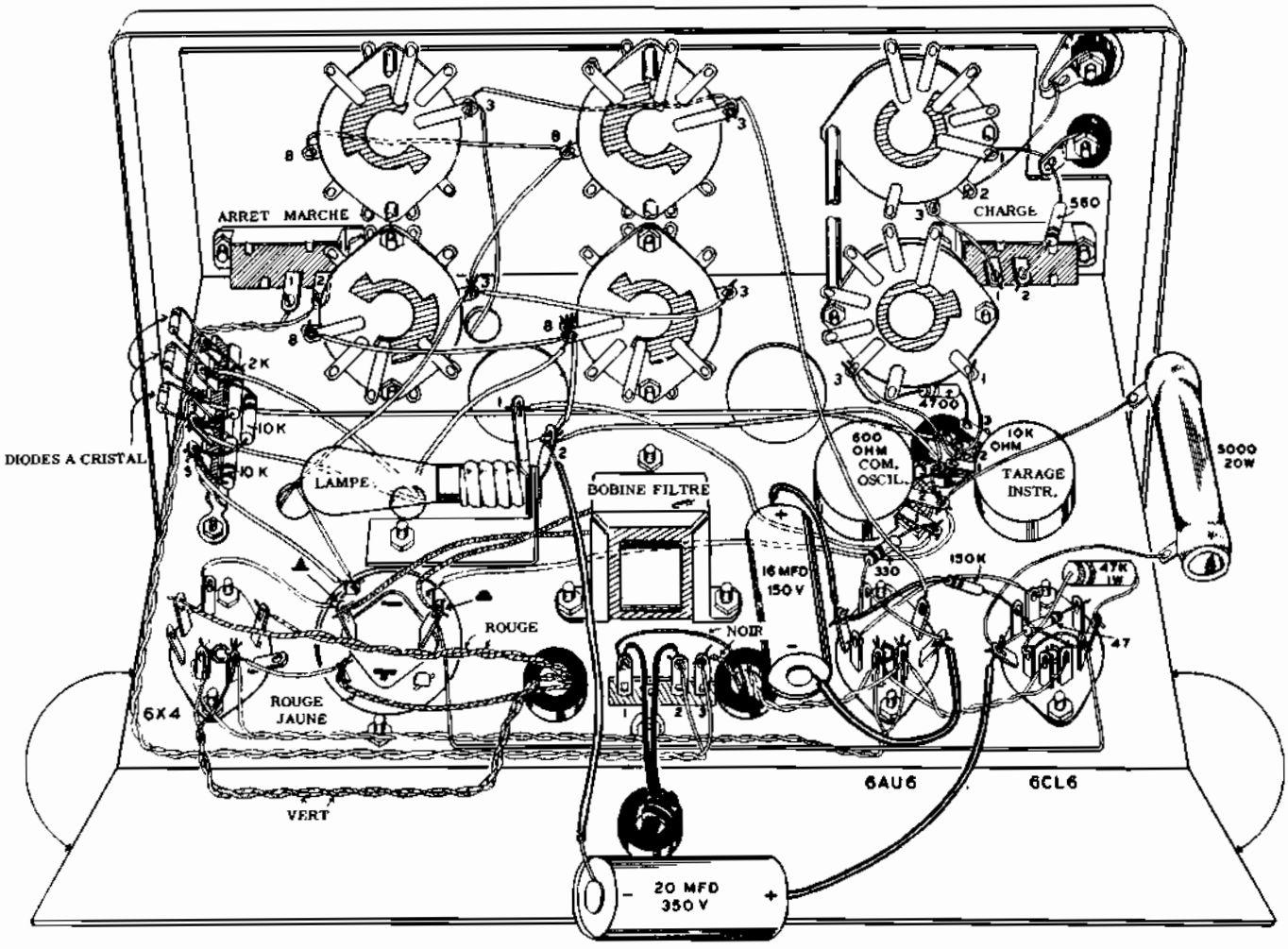


Fig. 6 - Vue intérieure du châssis et du panneau avant à peu près entièrement câblés. Rappelons que pour obtenir les résultats annoncés, on doit respecter les positions des différents éléments du montage. On remarquera le noeud fait sur le cordon secteur pour éviter une rupture des fils par suite de tractions. Les fils des trois diodes à cristal seront laissé suffisamment longs (3 cm) pour éviter un échauffement du cristal pendant les soudures. Les cosses du condensateur de filtrage sont repérées par des signes distinctifs.

LE CABLAGE ELECTRIQUE

Nous conseillons tout d'abord de rechercher tous les points devant être mis à la masse, ces points seront reliés entre-eux par un fil de cuivre étamé de 2 mm de diamètre et une extrémité de ce fil sera reliée à la masse du châssis.

Ensuite on passera au câblage des filaments des tubes (tous les trois en parallèle), aux connexions aboutissant aux plaques de la valve 6X4, au condensateur double de filtrage et au primaire du transformateur d'alimentation.

Ceci étant fait, on procèdera aux branchements aboutissant aux cosses du support du tube 6CL6. On prendra garde de respecter la polarité du condensateur chimique de 20 µF, dont le pôle positif doit être relié au point de jonction des deux résistances, 47 ohms et 5 000 ohms, 20 watts, en série avec la cathode de cette lampe; le pôle négatif sera relié à une cosse du support de la lampe à filament de tungstène.

Pour le reste du câblage on pourra, en principe, suivre l'ordre qui paraîtra le plus opportun, car il n'existe pas de règles précises concernant la succession des diverses opérations à effectuer.

Comme d'habitude, l'essentiel est de suivre attentivement le schéma et les différents plans et de s'efforcer de respecter l'orientation préconisée pour les composants du montage.

La **figure 6** représente la plus grande partie des connexions situées sous le châssis, le câblage étant presque terminé. Il est évident que pour donner plus de clarté à ce plan et pour permettre de mieux suivre les connexions, certains composants ont été dessinés dans une position plus éloignée que celle qu'ils occupent effectivement et semblent être en dehors du châssis, mais cela n'est qu'un artifice.

Les cosses du condensateur de filtrage sont repérées

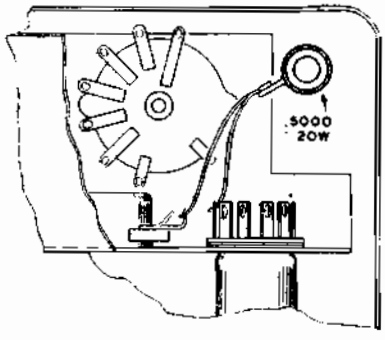


Fig. 7 - Fixation de la résistance de 5 000 Ω, 20 watts, en série dans la cathode de la lampe 6CL6, réalisée de manière à permettre une bonne dissipation de la chaleur.

au moyen de deux signes distinctifs — un triangle et un demi-cercle — elles correspondent au pôle positif de chacune des deux capacités de 40 µF. Le pôle négatif commun est relié au boîtier d'aluminium qui se trouve en contact direct avec la masse du châssis.

Les connexions aboutissant aux cosses des supports de lampe et aux cosses relais ont été dessinées sur la figure 6 de manière que les extrémités dénudées des fils, c'est-à-dire la partie à souder, soient clairement visibles.

Les trois diodes à cristal formant le système redresseur qui, associé au microampèremètre, permet la lecture directe des tensions BF délivrées par le Générateur, sont soudées, en même temps que les deux résistances de 10 000 ohms et celle de 2 000 ohms, sur la barrette relais située à l'extrême gauche de la figure 6.

Pour éviter d'endommager les diodes lors des soudures, il est bon de laisser au moins 3 centimètres de fil à leurs extrémités.

En remplacement de l'habituelle lampe témoin et du voyant place généralement sur le panneau des instrument de mesure et pour permettre une lecture facile des tensions, même dans la pénombre (qui est quelquefois nécessaire lors des mesures faites à l'oscilloscope), il a été prévu une lampe pour illuminer le cadran du microampèremètre.

Cette lampe est vissée dans un support placé sur la plaquette isolante solidaire de l'appareil de mesure et son filament est branché en parallèle sur les filaments des autres tubes. La résistance de 50 00 ohms, 20 watts, qui dégage une certaine chaleur en fonctionnement, est fixée comme le montre la **figure 7** pour lui permettre de dissiper cette cha-

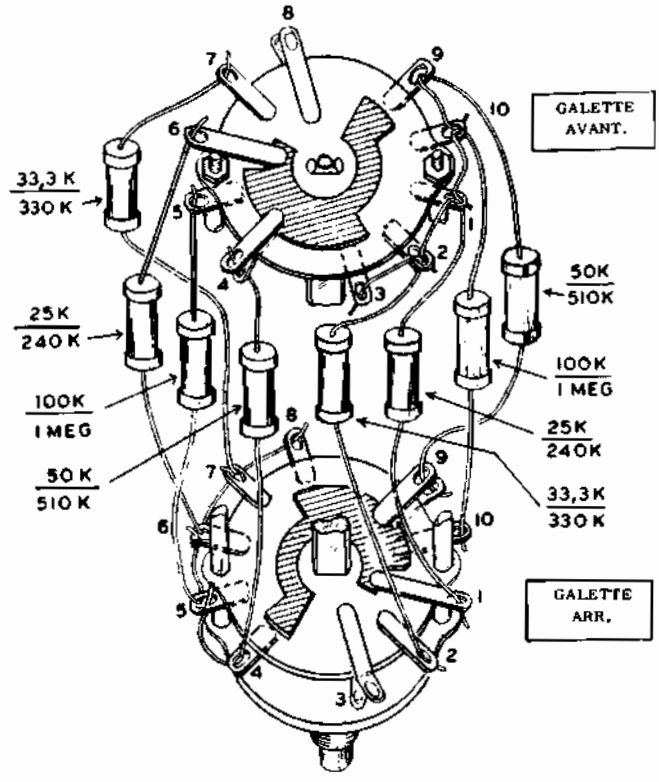


Fig. 8 - Câblage des deux contacteurs donnant le premier et le deuxième chiffre significatifs. Les valeurs des résistances indiquées au dessus de la barre de fraction se rapportent au premier chiffre, celles portées en desous, au deuxième chiffre.

leur sans endommager les autres composants voisins.

Une fois installés tous les composants sur le châssis, on peut procéder au câblage des sélecteurs de fréquence — les deux contacteurs donnant les deux premiers chiffres de la fréquence produite et le contacteur donnant le facteur multiplication.

Les deux premiers sont câblés d'une manière identique, seules les valeurs des résistances sont différentes. La **figure 8** montre le détail du câblage, la galette postérieure étant représentée vers le haut, celle de devant, vers le bas.

Les valeurs des résistances y sont indiquées deux à deux, séparées par une barre de fraction. Toutes les valeurs portées au-dessus de la barre de fraction, se rapportent à un des contacteurs, celles figurant sous la barre se rapportant à l'autre. C'est ainsi que, par exemple, dans un des contacteurs la première résistance, visible en haut et à gauche, aura une valeur ohmi-

que de 33 300 ohms tandis que la résistance correspondant à la même position dans l'autre contacteur sera de 330 000 ohms.

Le sélecteur donnant le premier chiffre significatif sera celui dont les résistances ont les plus faibles valeurs, par contre, le sélecteur donnant le deuxième chiffre sera ayant les résistances 10 fois plus élevées.

La **figure 9** montre la disposition des cinq condensateurs devant être soudés aux cosses du sélecteur du facteur de multiplication; l'opération ne présente aucune difficulté

Pour terminer le câblage des sous-ensembles séparés, il reste à monter le contacteur de l'atténuateur à

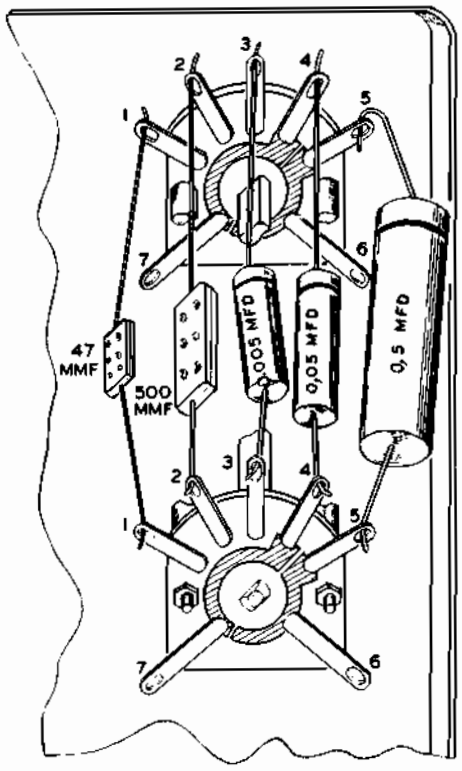


Fig. 9 - Câblage du contacteur de gammes. On notera les positions respectives des divers condensateurs par rapport aux contacts.

décades, comme le représente la **figure 10**. On y voit les galettes antérieure et postérieure ainsi que le blindage placé entre les deux; pour faciliter le câblage, les valeurs des différentes résistances ont été indiquées sur le dessin.

La précision de l'atténuateur, donc des tensions de sortie délivrées par ce générateur, dépend de la précision d'étalonnage des résistances qui le composent.

Ces résistances sont de valeur beaucoup plus précise que celles utilisées pour le reste du montage, aussi doivent-elle être manipulées avec précaution. En particulier il faut éviter de les exposer trop longtemps à la chaleur du fer à souder car — tout comme pour les diodes ou les transistors — la chaleur ainsi dégagée se propage à l'intérieur de la résistance par les fils de connexion.

Il faut donc prendre les précautions indiquées à la page 62 (figure 15) concernant les diodes à à cristal, c'est-à-dire faire les soudures le plus rapidement possible, en intercalant une pince de masse assez forte entre le fer et le corps de la résistance pour dissiper la chaleur.

Les sélecteurs étant entièrement câblés, ils seront mis en place de la façon suivante: le contacteur des facteurs de multiplication à droite du microampèremètre (en regardant de face le panneau avant); celui concernant le premier chiffre significatif, en bas et à gauche; celui concernant la second chiffre, en bas au centre et, enfin, l'atténuateur, à la droite de ce dernier.

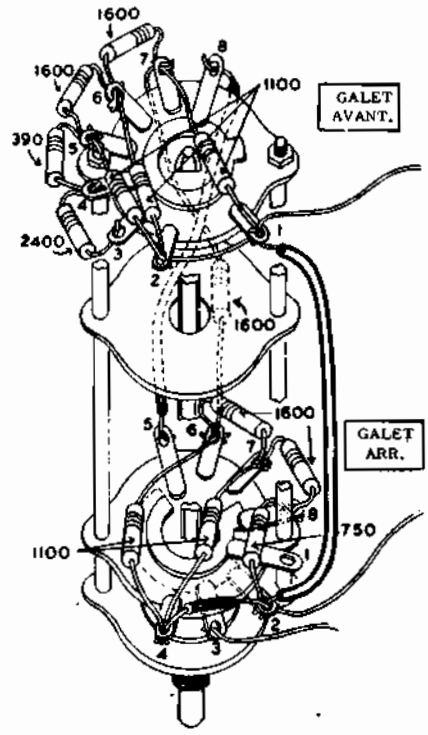


Fig. 10 - Câblage de l'atténuateur à décades. Les valeurs des différentes résistances sont indiquées. Les soudures devront être rapidement faites pour ne pas altérer la précision.

Pour éviter la rupture des connexions, par suite de vibrations subies pendant l'utilisation de cet appareil, il est bon d'effectuer toutes les connexions d'une certaine longueur en fils souples.

Ceci concerne en particulier les connexions réunissant les contacteurs, situés sur le panneau avant, au reste du montage.

Ces liaisons flexibles devront être parfaitement isolées par un revêtement de matière plastique ou par des gaînes en souplisso, si cela est nécessaire.

Enfin, après avoir entièrement terminé le câblage, il ne reste plus qu'à passer aux opérations de vérification et de mise au point (dont nous parlerons dans la leçon suivante), non sans avoir, comme d'habitude, procédé à un contrôle sérieux des connexions et de la disposition des composants.

Leçon n° 108

QUESTIONS sur les LEÇONS 106 et 107

N. 1 —

Quel est le rôle des étages amplificateurs de tension dans un amplificateur basse fréquence ?

N. 2 —

Quels sont les facteurs qui conditionnent la puissance devant être fournie par un amplificateur basse fréquence ?

N. 3 —

Pour quelle raison un tube préamplificateur pentode est-il généralement employé à l'entrée « Microphone » d'un amplificateur, alors que les entrées « Pick-up », « Radio » ou « Magnétophone » sont reliées après cet étage ?

N. 4 —

En quels points d'un amplificateur les dispositifs correcteurs de tonalité sont-ils généralement intercalés ?

N. 5 —

Comment peut-on contrôler séparément l'amplification des fréquences basses et des fréquences élevées ?

N. 6 —

Comment fonctionne la commande de volume sonore d'un amplificateur BF ?

N. 7 —

Par quels moyens peut-on inverser la phase d'une tension BF pour coupler un tube amplificateur unique aux deux grilles d'un étage final symétrique ?

N. 8 —

Pourquoi les montages inverseurs de phase à tubes sont-ils préférables à ceux à transformateurs ?

N. 9 —

Sur quel principe est basé le fonctionnement d'un étage déphaseur « cathodyne » ?

N. 10 —

Pour quelle raison la composante alternative résiduelle de la haute tension redressée est-elle moins gênante dans un étage final symétrique (push-pull) ?

N. 11 —

Dans le générateur basse fréquence décrit dans la 107ème leçon, quel est le rôle de la lampe à filament de tungstène branchée les cathodes de la 6AU6 et de la 6CL6 ?

N. 12 —

Pourquoi l'appareil de mesure placé sur le panneau avant est-il extrêmement utile ?

N. 13 —

De quelle façon la commande de l'oscillateur (potentiomètre de 600 Ω) agit-elle sur la forme d'onde du signal produit ?

N. 14 —

Dans quel cas doit-on mettre en circuit la charge interne prévue dans l'appareil ?

N. 15 —

Comment peut-on, avec ce générateur, relever la courbe de réponse « point par point » d'un amplificateur basse fréquence ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 835

N. 1 — L'oscilloscope permet d'effectuer des mesures de tension, de courant, d'impédance, de capacité, d'inductance, de phase, d'amplification, de distorsion et de fréquence.

N. 2 — Selon la relation de phase existant entre les tensions horizontale et verticale on obtient un cercle ou une ellipse. On a un cercle lorsque les deux tensions sont égales et déphasées de 90°.

N. 3 — Oui, on peut employer la méthode dire du «cercle de déphasage » à la condition que le Whenelt ou la deuxième anode du tube cathodique soient accessibles par une borne extérieure.

N. 4 — Lorsque la fréquence étalon et la fréquence inconnue sont entre-elles dans un rapport très élevé, ce qui rendrait difficile la mesure par les procédés normaux.

N. 5 — Il faut que l'amplificateur vertical soit étalonné. En d'autres termes, il faut connaître la valeur exacte de la déviation correspondant à une tension déterminée appliquée à l'entrée de l'amplificateur.

N. 6 — En réglant l'amplitude de la fraction du signal de sortie renvoyée sur l'entrée; c'est-à-dire en faisant varier le taux de réaction entre le circuit de sortie et celui d'entrée.

N. 7 — La forme d'onde du signal tend à devenir rectangulaire, car le tube est saturé dans les crêtes du signal.

N. 8 — Les signaux engendrés sont de meilleure qualité, mais l'oscillateur a tendance à l'instabilité.

N. 9 — Il permet de régler le taux de réaction à sa valeur optimale par l'observation de la forme des signaux produits.

N. 10 — La capacité nécessaires pour engendrer des signaux d'une fréquence donnée et la valeur de la résistance de charge.

N. 11 — Le commutateur électronique sert à observer, en même temps, deux signaux différents sur l'écran d'un tube cathodique. Il fonctionne au moyen d'un multivibrateur qui fait alterner les deux images avec une fréquence de commutation donnée.

N. 12 — Le déplacement du curseur potentiomètre fait varier les tensions de polarisation des deux grilles des tubes pilotes, ce qui entraîne une variation de leurs courants anodiques. Les tensions anodiques deviennent donc inégales, ce qui provoque le déplacement des images.

N. 13 — Parce que, dans le cas contraire, on verrait le signal de commutation et non les deux images désirées.

N. 14 — En changeant la valeur de la capacité branchée entre les cathodes du tube oscillateur 12AU7.

N. 15 — Pour permettre le passage sans distorsion des tensions de fréquence très basse.

CONSTRUCTION D'UN GENERATEUR BASSE FREQUENCE

2ème PARTIE

ESSAIS

Le lecteur étant désormais au courant de la méthode à suivre pour essayer un appareil nouvellement construit, il nous suffira de rappeler brièvement les différentes vérifications à effectuer pour être certain du bon fonctionnement de l'appareil.

On procèdera, avant toute chose, à une vérification soignée du câblage en s'assurant à l'aide du schéma général et des différents plans, que les composants ont bien les valeurs indiquées et sont placés dans les positions et emplacements prévus par le constructeur. Il faudra vérifier, là où cela est nécessaire, que les polarité de certains d'entre-eux ont bien été respectées lors des branchements.

Ce contrôle général étant effectué, plutôt deux fois qu'une, on s'assurera à l'aide d'un ohmmètre, qu'il n'y a pas de court-circuit aux bornes du second condensateur électrolytique du filtre de la tension anodique. La résistance mesurée, après le lent retour de l'aiguille vers le début de l'échelle, doit être de l'ordre de 300 000 Ω au minimum.

Ensuite, sans mettre les tubes dans leurs supports, on branche l'appareil sur le secteur, en prenant soin d'intercaler un autotransformateur abaisseur de tension si la tension du secteur est supérieure à celle prévue pour le primaire du transformateur d'alimentation, qui est, rappelons-le, de 115 volts, 50 Hz.

L'interrupteur de mise en route étant sur la position « marche » (« on »), la lampe d'éclairage du cadran du microampèremètre doit s'éclairer normalement. Avec le multimètre sur la position « 500 volts alternatifs », on vérifie que la tension entre les cosses 1 et 6 du support du 6X4 (redresseur) est bien de l'ordre de 320 volts. Puis après avoir placé le sélecteur du multimètre sur la position « 10 volts alternatifs », on s'assure que la tension entre les cosses filaments de chaque lampe est bien de 6 volts environ.

Si tout est en ordre, on débranche le secteur et on place les tubes dans les supports correspondants puis on rebranche le secteur. Après avoir constaté que les filaments s'allument normalement, on mesure la tension continue entre la cosse 7 du tube redresseur et la masse, qui doit être de 420 volts.

On mesure alors les tensions aux cosses des supports des tubes et on s'assure qu'elles correspondent bien à celles indiquées dans le tableau ci-contre. Ces tensions ont été relevées avec un voltmètre ayant une résistance de 20 000 Ω par volt et les tensions mesurées peuvent en différer de ± 10%, sans aucun inconvénient.

Ensuite, les potentiomètres placés à l'intérieur de l'appareil, sur le châssis (voir **figure 1**) sont réglés à moitié de leur course (le curseur se trouvant au milieu entre les deux extrémités). Le contacteur donnant le premier chiffre significatif doit être placé sur la position 10, ou plus. Si le générateur fonctionne, on devra constater une déviation de l'aiguille du microampèremètre en tournant le potentiomètre qui commande l'amplitude de la tension de sortie (bouton à droite de l'appareil sur le panneau avant). Cela indique que l'oscillateur fonctionne et qu'un signal BF dont la tension est fonction de la position de l'atténuateur à décades et du potentiomètre, est présent sur les bornes de sortie.

MISE AU POINT

Etalonnage du voltmètre. - Durant cette opération, il faut absolument éviter de laisser le potentiomètre commandant l'amplitude de la tension de sortie dans la position zéro, c'est-à-dire à fond vers la gauche, car dans ce cas il risquerait d'être gravement endommagé. L'étalonnage du voltmètre de sortie se fait de la manière suivante:

1) Placer les deux contacteurs des chiffres significatifs sur la position « zéro ».
2) Tourner vers le maximum (à fond vers la droite) le potentiomètre réglant le niveau de sortie.
3) Placer l'atténuateur à décades sur la position « 10 volts +20 dB ».
4) Brancher un filtre entre la borne de sortie rouge et une des cosses de la lampe d'éclairage du cadran, fixée sur la plaquette située à l'arrière du microampèremètre, en choisissant la cosse qui n'est pas reliée à la masse.
5) Tourner le potentiomètre de 10 000 Ω (placé sur le châssis, à l'intérieur de l'appareil) servant au tarage du voltmètre, jusqu'à ce que l'aiguille de celui-ci indique une tension de 6,3 volts, sur l'échelle 10 volts.
6) Débrancher le fil ayant servi à l'étalonnage du voltmètre.

Cet étalonnage peut également se faire d'une autre manière en utilisant un voltmètre alternatif suffisamment précis, ayant une résistance interne supérieure à 500 Ω par volt.

1) Choisir une fréquence pouvant être mesurée avec ce voltmètre (généralement entre 50 et 3 000 Hz), en agissant sur les contacteurs donnant les deux

LAMPE	COSSE 1	COSSE 2	COSSE 3	COSSE 4	COSSE 5	COSSE 6	COSSE 7	COSSE 8	COSSE 9
6X4	320 CA	NC	X	X	NC	320 CA	420		
6AU6	1,5	4	X	X	200	140	4		
6CL6	210	200	410	X	X	410	210	410	200

Tableau des tensions, relevées aux différentes cosses des lampes avec un voltmètre de 20 000 Ω par volt.

chiffres significatifs et le facteur de multiplication.

2) Relier le voltmètre alternatif aux bornes de sortie du générateur.

3) Agir sur le potentiomètre de tarage du voltmètre du générateur (potentiomètre de 10 000 Ω à l'intérieur, sur le châssis) pour que les lecteurs des deux voltmètres coïncident.

Etalonnage de l'oscillateur. - Pendant ces réglages, les bornes de sortie de l'appareil doivent rester libres, aucun fil ne doit y être relié. Le potentiomètre de l'atténuateur sera tourné à fond vers la droite. Les contacteurs relatifs aux deux chiffres significatifs devront indiquer une fréquence supérieure à 10 Hz. Tourner ensuite le potentiomètre de 600 Ω (placé sur le châssis, à l'intérieur du coffret) jusqu'à obtenir la déviation totale de l'aiguille du voltmètre vers la droite.

Contrôler la tension de sortie sur d'autres fréquences comprises entre 10 et 100 000 Hz et, si l'aiguille du voltmètre tend à dépasser l'extrémité de l'échelle, retoucher le réglage du potentiomètre de 600 Ω pour la ramener exactement sur l'extrémité de cette échelle.

Eviter absolument que l'aiguille dépasse la limite de l'échelle, car la distorsion du signal produit serait plus grande que celle indiquée dans les caractéristiques générales de l'appareil.

Cette dernière opération termine la phase finale de la mise au point. Le générateur peut alors être placé dans son coffret et il est prêt à être utilisé.

Pour s'assurer que l'élévation de température interne, se produisant normalement pendant le fonctionnement de l'appareil, n'a pas influé sur l'étalonnage par suite de la variation de la valeur de certains composants, il faudra refaire les mesures ci-dessus après une ou deux heures de fonctionnement continu. En outre, une nouvelle vérification de cet étalonnage sera faite après quelques semaines d'utilisation du générateur, pour s'assurer la stabilité de l'appareil dans le temps.

EN CAS DE DIFFICULTES

Dans l'éventualité où, malgré tous les soins apportés à sa construction, l'appareil ne fonctionne pas comme il est spécifié, on devra procéder aux vérifications suivantes :

1) S'assurer à nouveau que le câblage a été correctement exécuté et que tous les composants du circuit ont bien été disposés comme il est indiqué sur les plans.

2) Mesurer toutes les tensions et après avoir débranché l'appareil du secteur, contrôler toutes les valeurs des résistances et l'isolement des condensateurs au moyen d'un ohmmètre, après avoir dessoudé une de leurs extrémités. La vérification des condensateurs se fera avec l'ohmmètre placé sur la position « mesure des résistances élevées ». Si la capacité est assez grande, supérieure à 0.03 µF, on notera un léger déplacement de l'aiguille qui retournera ensuite au zéro. Par contre, si la capacité est de très faible valeur on ne devra constater aucun déplacement de l'aiguille. Il est évident qu'un contrôle plus précis pourrait être effectué au moyen d'un capacimètre.

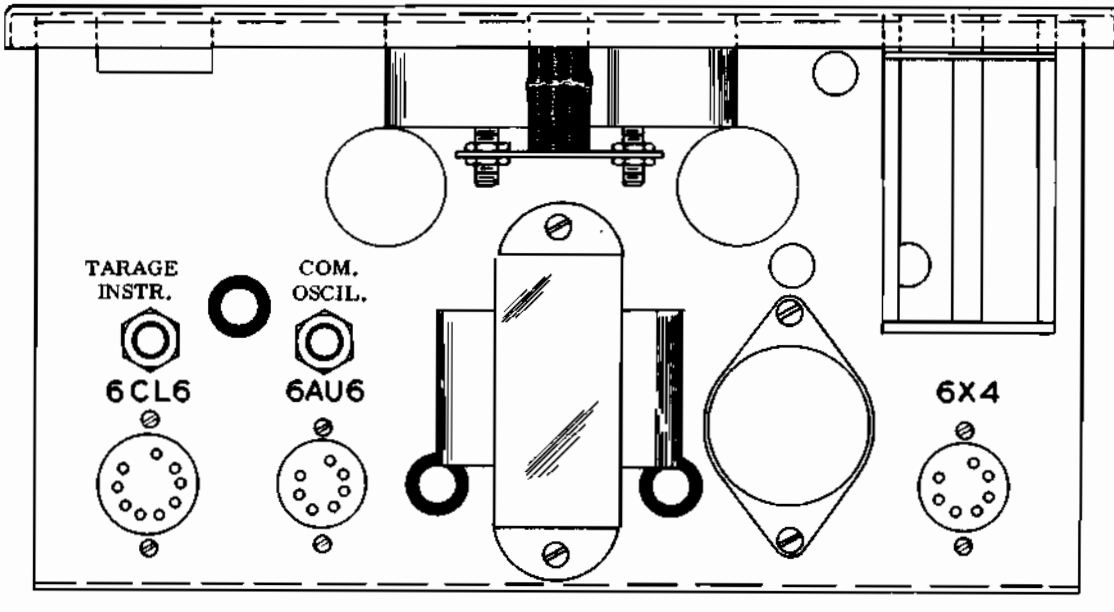


Fig. 1 - Représentation du châssis, vu de dessus. Sont visibles les pivots des potentiomètres à régler pendant les opérations de mise au point.

3) S'assurer que les paillettes, fixes et mobiles, des contacteurs ne sont pas tordues et que les contacts mobiles du rotor sont bien pincés par les contacts fixes.

4) Vérifier qu'aucune résistance ne chauffe exagérément, en observant la couleur de leur enrobage extérieur. En cas de chauffage exagéré, les résistances tendent à prendre une couleur marron et émettent une odeur particulière.

5) L'appareil étant à peine branché, la tension anodique a une valeur relativement élevée qui diminue ensuite assez rapidement. Si cette baisse de tension ne se produit pas, cela signifie que la consommation de courant à haute tension est inférieure à la normale. Ce phénomène peut être imputé à un tube défectueux ou à la rupture d'une résistance de cathode.

UTILISATION DU GENERATEUR

En dehors de toutes les utilisations relatives aux mesures sur les amplificateurs basse fréquence, ce générateur peut être également employé pour les fonctions suivantes:

1) Pour fournir les tensions BF nécessaires au fonctionnement des ponts de mesure des inductances et capacités.

2) Comme source de signal pour la mesure des distorsions harmoniques.

3) Comme source de modulation extérieure d'un générateur haute fréquence, d'un type identique à celui décrit dans la 68ème leçon.

Mode d'utilisation. - Nous avons dit que ce générateur délivrait des signaux sinusoïdaux de fréquence et de tension variables, avec une très faible distorsion. Pour obtenir la fréquence désirée, il suffit de placer le premier contacteur, en bas et à gauche, sur le premier chiffre significatif de cette fréquence, le second contacteur, en bas au centre, sur le second chiffre et le multiplicateur sur la position désirée.

Par exemple, pour sortir la fréquence 35 Hz, placer le premier bouton sur 30, le second sur 5 et le multiplicateur sur la position « x1 ». Pour une fréquence de 72 000 Hz, le premier bouton sera mis sur 70, le second sur 2 et le multiplictaeur sur « x 1 000 ».

Pour obtenir la tension BF désirée sur une charge de valeur élevée (10 000 Ω ou plus), mettre l'interrupteur de la charge incorporée à l'instrument sur « Int. » et l'atténuateur à décades sur la position immédiatement supérieure à la tension désirée. Cela fait, réduire la tension lue au voltmètre à la valeur désirée en agissant sur le potentiomètre placé à droite du microampèremètre. La tension du signal BF aux bornes du générateur est égale à la valeur lue sur le voltmètre, en tenant compte de la position de l'atténuateur.

Par exemple, si l'on veut obtenir une tension BF de 7.3 volts, on place l'atténuateur sur la position 10 volts et on règle le potentiomètre jusqu'à lire la tension 7.3 volts sur l'échelle 10 volts du voltmètre. De même, si l'on veut un signal BF de 0,025 volt (25 microvolts), on place l'atténuateur sur la position 0,03 volt et on règle le potentiomètre pour lire 2,5 volts sur l'échelle 3 volts du voltmètre.

Pour obtenir une tension BF de valeur déterminée sur une charge de 600 Ω (tension maximum 1 volt), mettre l'interrupteur de la charge incorporée à l'appareil sur « Ext. » et procéder comme ci-dessus.

Utilisation de l'échelle des décibels. - Nous savons déjà que le décibel exprime un rapport entre deux puissance et qu'il est utilisé comme mesure de comparaison. On peut également l'employer pour comparer des tensions, à la condition que les impédances d'entrée et de sortie soient égales. Le décibel peut, en outre indiquer une quantité par rapport à un niveau donné de tension ou de puissance, si l'autre niveau de référence est connu.

Dans ce générateur, l'échelle des décibels est établie selon un standard connu, à savoir:

0 dB = 1 milliwatt dans 600 Ω

En conséquence, si le générateur débite sur une charge extérieur de 600 ohms, les indications de l'instrument de contrôle peuvent être lues en dBm, et le niveau de référence est ainsi connu.

Dans les cas où le générateur débite sur des charges différentes de 600 ohms, mais inférieures à 10 000 Ω, il est possible de calculer un facteur correctif relatif à la réduction de la tension aux bornes de l'atténuateur et au niveau résultant en dB.

Pour des charges plus élevées, le rapport entre deux niveaux du signal peut être exprimé au moyen d'une différence de dB.

Par exemple, supposons qu'un appareil électronique nécessite l'application d'un signal d'une tension de 0.61 volt à une entrée pour délivrer une puissance de sortie déterminée et qu'il nécessite un autre signal d'une tension de 0.012 volt sur une deuxième entrée pour délivrer la même puissance de sortie. La différence en dB entre les deux tensions d'entrée peut être ainsi calculée: 0.61 V correspond à —2 dB sur l'échelle du voltmètre ± 0 dB (sur l'atténuateur) = —2 dB 0.012 V correspond à —6 dB (sur le voltmètre) - 30 dB (sur l'atténuateur) = —36 dB. La différence des niveaux est donc de (—2) - (—36) = + 34 dB.

En théorie, dans cet exemple, les deux impédances d'entrée doivent être égales. La méthode décrite est généralement plus utile que n'est le calcul des puissances correspondantes (en fonction de la tension et de l'impédance d'entrée) au moyen de la formule suivante:

$$dB = 10 \log \frac{P1}{P2} = 10 \log \frac{E_1^2 : R_1}{E_2^2 : R_2}$$

Si les deux impédances sont égales, la formule devient:

$$dB = 10 \log \frac{E_1^2}{E_2^2} = 20 \log \frac{E_1}{E_2}$$

Bien que cela soit exact en théorie, en réalité, pour des impédances très différentes, on introduit une erreur assez importante. Pour faire un calcul plus exact du niveau en dB dans le cas d'une charge différente de la charge standard normalisée, nous renvoyons le lecteur à ce qui été dit dans la leçon 78.

Précision. - Etant donné qu'un signal de tension et de fréquence données est disponible à la sortie du générateur AG-9A, il est logique de prévoir que les valeurs indiquées pour chacune des positions des différentes commandes soient exactes entre certaines limites de tolérance.

Nous avons vu, lors de l'étude du schéma, que la fréquence des oscillations était déterminée par le circuit accordé constitué par les différentes valeurs de R et de C du système de commutation (chiffres significatifs et multiplicateur) et, en second lieu, par la précision des différents composants employés.

La tolérance nominale des résistances de précision est de 1%, celle des condensateurs d'accord de 2%. L'erreur introduite par la tolérance sur les valeurs des autres résistances du montage (celles servant à l'alimentation des électrodes des tubes), dont la tolérance nominale est de 5%, introduit un pourcentage de tolérance supplémentaire égal au dixième de celui introduit par les résistances à 1%. En conséquence, elles introduisent une erreur supplémentaire de 0.5% environ.

Considérons en outre les variations possibles introduites par les changements de température, par les capacités parasites des circuits ainsi que par les déphasages dans les étages amplificateurs aux fréquences limites; on trouve que l'erreur maximale commise sur la fréquence effective du signal de sortie par rapport aux indications lues sur les cadrans, n'excède pas 5%.

L'exactitude de la tension de sortie dépend de nombreux facteurs. L'étalonnage de ces tensions devra se faire, de préférence, en utilisant un voltmètre extérieur. A ce sujet, il convient de remarquer que les voltmètres à fer mobile sont sujets à erreurs selon la fréquence de la tension mesurée et qu'ils permettent rarement des lectures exactes sur des fréquences supérieures à 150 Hz. Les appareils à cadre mobile avec redresseurs, du genre multimètre, commencent à introduire des erreurs appréciables au delà de 5 000 Hz.

De plus, la tension de sortie dépend également de la précision de l'atténuateur dans lequel des résistances ayant une tolérance de 5% sont utilisées. La précision de l'atténuateur dépend, enfin, de la valeur de la résistance de charge, particulièrement sur l'échelle 0.3 volt, où une résistance de 12 000 Ω employée comme charge diminue la sortie de 0.5 dB et une de 2 000 Ω détermine une erreur de 3 dB.

Si nous voulons effectuer un contrôle approximatif de l'étalonnage en fréquence du générateur construit au moyen de l'oscilloscope décrit dans les leçons précédentes sans pour cela disposer d'un autre générateur étalon, on pourra procéder de la maniere suivante:

1) Brancher la sortie du générateur à l'entrée de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope.

2) Placer le sélecteur de balayage de manière à se servir du secteur 50 Hz pour la déviation horizontale.

3) Régler les gains horizontal et vertical de manière obtenir des déviations d'amplitude convenable.

4) Faire varier la fréquence du signal du générateur en la portant successivement à 25, 50, 100, 150, 200 Hz et ainsi de suite par multiples de 50. La fréquence du secteur étant de 50 Hz, on obtiendra sur l'écran des images stables pour toutes ces fréquences. Par exemple, avec une fréquence de 25 Hz, on verra une image du type de celles des figures 5 et 8 (page 812), mais orientée verticalement (rapport 1:2). Avec une fréquence de 50 Hz, l'image ressemblera à l'une des figures 1, 2, 3 ou 4, et ainsi de suite selon le rapport entre la fréquence du signal et celle du secteur. Nous rappellerons que de légères différences peuvent intervenir en raison de l'inexactitude et des variations de la fréquence du secteur et que ce contrôle n'est possible que jusqu'à une fréquence maximale de 1 000 Hz. Pour des fréquences plus élevées, on adoptera la méthode décrite dans la 103ème leçon.

Sur les échelles 3 et 10 volts toutefois, l'application applique une charge de haute impédance, on trouve une tension de sortie double de celle indiquée (c'est-à-dire supérieure de 6 dB), si l'on ne commute pas la charge intérieure.

Sur les échelles 3 et 10 volts, toutefois, l'application de la charge, bien que réduisant la tension lue sur l'appareil n'introduit en réalité aucune erreur puisque le voltmètre indique directement la tension aux bornes de sortie.

Pour des charges inférieures à 10 000 ohms, on peut constater une augmentation de la distorsion et des charges très faibles constituent — pratiquement — un court-circuit aux bornes de la lampe 6CL6. Cela peut bloquer le circuit et amortir les oscillations quand le potentiomètre de sortie est dans sa position maximale (vers la droite).

Le voltmètre et les circuits qui lui sont associés ajoutent encore une inexactitude pour toutes les tensions qui diffèrent de celles pour lesquelles l'étalonnage a eu lieu.

Une erreur de 2% de la valeur à fond d'échelle peut se produire de ce fait.

Les diodes à cristal utilisées dans le circuit redresseur du voltmètre ne sont pas linéaires aux faibles tensions, toutefois l'erreur ainsi introduite est compensée par la diode mise en parallèle.

On peut conclure en disant que, compte tenu de tous ces facteurs, la précision des lectures de tensions est de l'ordre de 5%.

TABLEAU 93 — CORRESPONDANCE ENTRE les MESURES AMERICAINES de DIAMETRE de VIS à METAUX et les VALEURS DECIMALES EQUIVALENTES.

Continuant la série de nos tableaux de conversion, nous donnons ici les désignations adoptées aux USA pour les vis et boulons. Comme on le voit, ces désignations sont exprimées soit en fractions de pouce, soit par une lettre de l'alphabet, soit encore par des chiffres. Dans chaque cas, nous avons indiqué la valeur décimale en pouce, qui pourra, le cas échéant, être facilement convertie en millimètres en multipliant ce nombre par le facteur constant 25.4.

Par exemple, une vis de type Q a un diamètre de 0.3320 pouce. Son diamètre en millimètre est donné par: $0.3320 \times 25.4 = 8.432$ mm

De même une vis N° 5 a un diamètre de 0.2055 pouce, soit 5.219 mm. Au moyen de cette table on peut donc calculer le diamètre de ces vis dans notre système métrique.

MESURE	FRACTION DE POUCE EQUIVALENT	MESURE	FRACTION DE POUCE EQUIVALENT	MESURE	FRACTION DE POUCE EQUIVALENT
1/2	0,5000	C	0,2420	N° 30	0,1285
31/64	0,4844	B	0,2380	1/8	0,1250
15/32	0,4687	15/64	0,2344	N°31	0,1200
29/64	0,4531	A	0,2340	N°32	0,1160
7/16	0,4375	N° 1	0,2280	N°33	0,1130
27/64	0,4219	N° 2	0,2280	N°34	0,1110
Z	0,4130	7/32	0,2187	N°35	0,1100
13/32	0,4062	N°3	0,2130	7/64	0,1094
Y	0,4040	N°4	0,2090	N°36	0,1065
X	0,3970	N°5	0,2055	N°37	0,1040
25/64	0,3906	N°6	0,2040	N°38	0,1015
W	0,3860	13/64	0,2031	N°39	0,0995
V	0,3770	N°7	0,2010	N°40	0,0980
3/8	0,3750	N°8	0,1990	N°41	0,0960
U	0,3680	N°9	0,1960	3/32	0,0937
23/64	0,3594	N°10	0,1935	N°42	0,0935
T	0,3580	N°11	0,1910	N°43	0,0890
S	0,3480	N°12	0,1890	N°44	0,0860
11/32	0,3437	3/16	0,1875	N°45	0,0820
R	0,3390	N°13	0,1850	N°46	0,0810
Q	0,3320	N°14	0,1820	N°47	0,0785
21/64	0,3281	N°15	0,1800	5/64	0,0781
P	0,3230	N°16	0,1770	N°48	0,0760
O	0,3160	N°17	0,1730	N°49	0,0730
5/16	0,3125	11/64	0,1719	N°50	0,0700
N	0,3020	N°18	0,1695	N°51	0,0670
19/64	0,2969	N°19	0,1660	N°52	0,0635
M	0,2950	N°20	0,1610	1/16	0,0625
L	0,2900	N°21	0,1590	N°53	0,0595
9/32	0,2812	N°22	0,1570	N°54	0,0550
K	0,2810	5/32	0,1562	N°55	0,0520
J	0,2770	N°23	0,1540	3/64	0,0469
I	0,2720	N°24	0,1520	N°56	0,0465
H	0,2660	N°25	0,1495	N°57	0,0430
17/64	0,2656	N°26	0,1470	N°58	0,0420
G	0,2610	N°27	0,1440	N°59	0,0410
F	0,2570	9/64	0,1406	N°60	0,0400
E-1/4	0,2500	N°28	0,1405	—	—
D	0,2460	N°29	0,1360	—	—

ECC86 faible G (17)
ECC83 moy. G (100)

informations

UTILISATION PRATIQUE, EN BASSE FRÉQUENCE, DES TUBES 12AU7 (OU ECC82) ET 12AX7 (OU ECC83)

DOUBLES TRIODES A CATHODES SÉPARÉES

Les tubes doubles-triodes 12AU7 (ECC82) et 12AX7 (ECC83) sont des tubes miniatures à 9 broches (embase NOVAL) destinés à l'équipement des amplificateurs B.F. de haute qualité (étages amplificateurs de tensions, inverseurs de phase, mélangeurs). Chaque section triode est munie d'une cathode indépendante, ce qui confère à ces tubes une grande souplesse d'utilisation.

Le tube 12AU7 comporte deux triodes dont les caractéristiques électriques sont celles du type américain 6C4. Le coefficient d'amplification étant assez faible (17), ce tube est particulièrement recommandé pour les forts niveaux d'entrée, exigeant un grand recul de grille. La naissance du courant anodique correspond, en effet, à une tension de polarisation de grille élevée (U_g = —20 V).

Le tube 12AX7 (ECC83), au contraire, en raison de son fort coefficient d'amplification (100) convient aux faibles niveaux d'entrée.

Les principales applications de ces tubes, dans le domaine de la basse fréquence, correspondent à l'équipement des étages amplificateurs de tension (simple ou en cascade) et les inverseurs de phase.

I. — Utilisations du tube double-triode 12AU7 (ECC82)

A. — AMPLIFICATION BF, CLASSE A, PAR UNE SEULE SECTION TRIODE (fig. 1)

On pourra également, afin d'éviter les oscillations parasites, découpler soigneusement l'alimentation d'une des deux anodes, ou bien, polariser séparément chaque étage, au moyen de deux circuits RC insérés, l'un dans le circuit de la première cathode, l'autre dans celui de la seconde cathode. Dans ces conditions, chaque résistance aura une valeur double de celle indiquée sur le schéma de la figure 2, puisqu'elle n'est alors parcourue que par le courant anodique d'une seule section, et non plus par le courant des deux sections comme dans le cas de la figure 2.

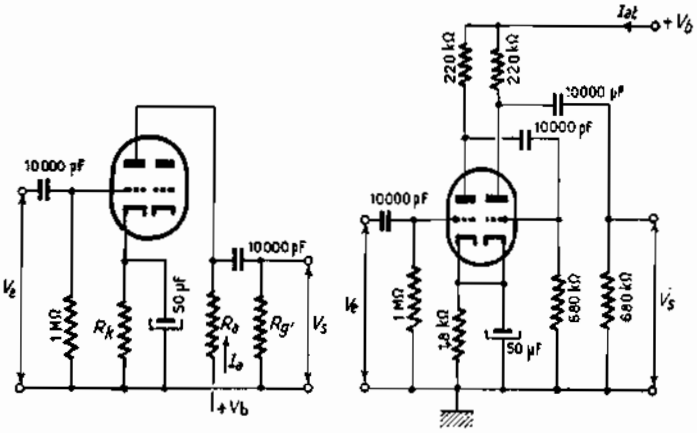


Fig. 1 Fig. 2

R_a = 47 kΩ R_g' = 0,15 MΩ R_k = 1,2 kΩ

Tension d'alimentation	100	150	200	250	300	350	400	V
Courant anodique	1,2	1,8	2,4	3,0	3,65	4,3	5,0	mA
Tension de sortie	11	18	26	34	43	51	59	V_{eff}
Amplification	13,5	13,5	13,5	13,5	13,5	13,5	13,5	—
Distorsion	5,6	6,1	6,3	6,4	6,5	6,6	6,7	—

R_a = 0,1 MΩ R_g' = 0,33 MΩ R_k = 2,2 kΩ

Tension d'alimentation	100	150	200	250	300	350	400	V
Courant anodique	0,66	0,98	1,3	1,63	1,97	2,3	2,62	mA
Tension de sortie	10	17	25	32	41	49	57	V_{eff}
Amplification	14	14	14	14	14	14	14	—
Distorsion	4,8	5,6	5,8	5,9	6,0	6,1	6,2	—

R_a = 0,22 MΩ R_g' = 0,68 MΩ R_k = 3,9 kΩ

Tension d'alimentation	100	150	200	250	300	350	400	V
Courant anodique	0,33	0,50	0,66	0,82	0,98	1,16	1,31	mA
Tension de sortie	8	15	22	28	36	43	50	V_{eff}
Amplification	14,5	14,5	14,5	14,5	14,5	14,5	14,5	—
Distorsion	4,0	4,4	4,7	4,8	4,9	5,0	5,1	—

B. — DEUX SECTIONS TRIODES EMPLOYÉES EN CASCADE (fig. 2)

Tension d'alimentation	250	350	V
Courant total anodique	1,66	2,33	mA
Tension de sortie	15	25	V_{eff}
Amplification	178	178	—
Distorsion totale	2	2	—

Dans ce cas, de très sérieuses précautions de câblage doivent être prises, afin d'éviter la proximité des liaisons de la seconde section triode avec la première.

C. — ETAGE DÉPHASEUR AVEC COUPLAGE CATHODIQUE PAR RÉSISTANCE COMMUNE (fig. 3)

Tension d'alimentation	250	300	V
Courant cathodique	1	1,3	mA
Tension de sortie	2×48	2×57	V_{eff}
Tension d'entrée	9	12,7	V_{eff}
Distorsion	3,6	4,0	—

La résistance de 5 kΩ est la résistance de polarisation normale, tandis que celle de 35 kΩ assure le couplage entre les deux étages.

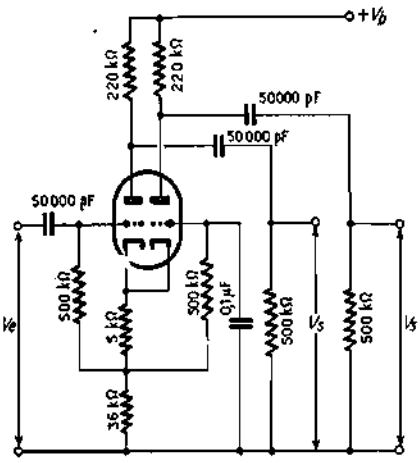


Fig. 3

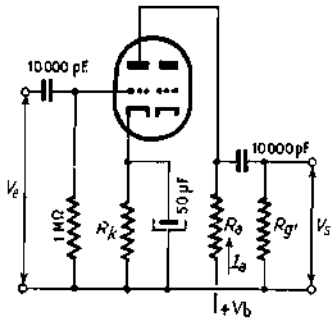


Fig. 4

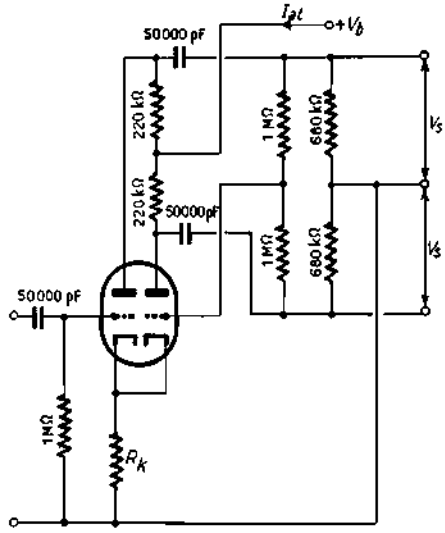


Fig. 5

II. — Utilisations du tube double-triode 12AX7 (ECC83)

A. — Amplification BF, classe A, par une seule section triode (fig. 4)

$R_a = 47$ kΩ $\qquad R_g' = 0{,}15$ MΩ

U_b (V)	R_k (Ω)	I_a (mA)	U_s (V_{eff})	U_s/U_e	D %
200	1 500	0,86	18	34	8,5
250	1 200	1,18	23	37,5	7,0
300	1 000	1,55	26	40	5,0
350	820	1,98	33	42,5	4,4
400	680	2,45	37	44	3,6

$R_a = 0{,}1$ MΩ $\qquad R_g' = 0{,}33$ MΩ

U_b (V)	R_k (Ω)	I_a (mA)	U_s (V_{eff})	U_s/U_e	D %
200	1 800	0,65	20	50	4,8
250	1 500	0,86	26	54,5	3,9
300	1 200	1,11	30	57	2,7
350	1 000	1,40	36	61	2,2
400	820	1,72	38	63	1,7

$R_a = 0{,}22$ MΩ $\qquad R_g' = 0{,}68$ MΩ

U_b (V)	R_k (Ω)	I_a (mA)	U_s (V_{eff})	U_s/V_e	D %
200	3 300	0,36	24	56	4,6
250	2 700	0,48	28	66,5	3,4
300	2 200	0,63	36	72	2,6
350	1 500	0,85	37	75,5	1,6
400	1 200	1,02	38	76,5	1,1

Des reliures pour classer les rubriques de « Votre Carrière Radio et TV », reliures à pince système « Grand Serreur », avec un jeu d'étiquettes noir et or donnant les titres des rubriques (Oscillographie, Télévision, TV couleur, Antennes, Transistors), sont dès à présent disponibles sur demande à Votre Carrière Radio et TV — Editions CHIRON, 40, rue de Seine — Paris-6e. CCP Paris 53-35.

— La reliure, avec un jeu de 5 étiquettes auto-collantes : 16,70 F franco

B. — Etage déphaseur, couplage RC (fig. 5)

Tension d'alimentation	=	250	350 V
Résistance cathodique	=	1 200	820 Ω
Courant anodique total	=	1,08	1,70 mA
Tension de sortie	=	35	45 V
Amplification		58	62 —
Distorsion totale	=	5,5	3,5 —

(d'après documentation RTC)

POSSIBILITÉ D'ÉCHANGE DE PROGRAMMES PAL — SECAM

Un appareil codeur-décodeur qui permet de recevoir des émissions de télévision en couleur du système français SECAM avec des récepteurs selon le système allemand PAL a été mis au point par AEG-TELEFUNKEN ; l'échange de programmes en sens inverse sera également possible avec une bonne fidélité.

« Si tous les enfants du monde... » au Salon du Confort Ménager 1967 à Lille

A Lille, le Salon du Confort Ménager, de la Femme et de l'Enfant 1967 ouvrira ses portes du 31 octobre au 12 novembre prochain, et offrira à ses visiteurs le spectacle toujours renouvelé de ses Sections commerciales et de ses Expositions de prestige.

Il sera avant tout un plaisir pour les yeux, car, non seulement les Firmes qui y participent présenteront des stands plus luxueux et plus spectaculaires que jamais, mais la première Exposition Régionale d'appareils récepteurs de Télévision en Couleur en fonctionnement, sera présentée au 1er étage du Grand Palais pendant toute la durée du Salon.

Dans le domaine de l'équipement ménager et familial, les visiteurs pourront également comparer toutes les nouveautés électro-domestiques connues sur le marché international et découvrir une somptueuse Exposition d'Ameublement et d'Arts décoratifs où les « chambres d'enfants » auront la vedette.

En outre, ce Salon offrira au public une émouvante évocation d'un domaine qui ne peut laisser insensible : celui de l'Enfance.

VOXSON COMMUNIQUE

Nous informons les lecteurs de *Votre Carrière Radio et TV* de la récente création de la Société VOXSON-FRANCE.

Cette Société, filiale de VOXSON-FARET de Rome a son siège 49, avenue Kléber. Son but est de distribuer en France les auto-radios, radios, chaînes haute-fidélité, téléviseurs produits par la Faret.

PETITE ANNONCE

Monsieur 35 ans recherche poste de « vendeur démonstrateur » en télé, radio, électrophone, chaîne hi-fi, dans magasins de ventes et de démonstrations, stands expositions, foires commerciales, livraisons et installations appareils chez la clientele. Faire offre sous le n° 952.

Leçon n° 109

DISTORSION ET CONTRE - REACTION EN BASSE FREQUENCE

LA DISTORSION

On dit qu'un amplificateur est affecté de distorsion lorsque la forme d'onde du signal de sortie ne correspond pas à celle du signal appliqué à l'entrée.

En étudiant les formes d'onde on a vu que, la forme d'un signal, d'une tension électrique — provenant d'un microphone par exemple — dépendait des amplitudes et des phases relatives des divers composants sinusoïdaux du signal.

Tout ce qui altère ces rapports précis d'amplitude ou de phase amène de la distorsion. Un autre genre de distorsion est celui introduit par des dispositifs qui ajoutent des signaux parasites à la tension du signal appliqué à l'entrée; ces signaux parasites en modifient le contenu harmonique et, par suite, altèrent la forme d'onde.

En résumé, les distorsions pouvant se produire dans un amplificateur sont de quatre types différents:

1 - Distorsion de fréquence.
2 - Distorsion de phase.
3 - Distorsion d'amplitude.
4 - Distorsion d'intermodulation.

Les deux premiers types se manifestent quand le gain de l'amplificateur n'est pas uniforme pour toutes les fréquences. Ils sont dûs aux éléments réactifs de l'amplificateur: condensateurs de liaison, transformateurs (de sortie et de liaison), condensateurs de découplage. A ce point de vue, le couplage par résistance-capacité (RC) est préférable au couplage par transformateurs. car il permet une meilleure transmission des différentes fréquences. Les deux types de distorsion que nous venons de citer ne se produisent pas, si le signal d'entrée provient d'un son pur puisque dans ce cas particulier on a une fréquence unique.

Due au tubes ou aux transistors (eux-même) et à la non-linéarité de leurs caractéristiques dynamiques, la distorsion d'amplitude se traduit par l'apparition d'harmoniques indésirables qui déforment même des signaux parfaitement sinusoïdaux à l'entrée. Cela est également vrai, pour la distorsion d'intermodulation. Ces deux distorsions vont de pair et sont extrêmement gênantes.

Examinons maintenant d'une manière plus détaillée les différentes formes de distorsion.

Distorsion de fréquence. — Ce type de distorsion se produit quand certaines fréquences qui composent un signal complexe sont plus amplifiées que d'autres. La **figure 1** montre comment la distorsion de fréquence peut altérer la forme d'onde d'un signal comportant une fondamentale et sa troisième harmonique. A gauche de la figure, nous voyons la forme du signal appliqué à l'entrée et l'amplitude relative de ses deux composants; à droite, par contre, nous voyons l'amplitude des deux composants à la sortie de l'amplificateur et le signal qui en résulte. Pour expliquer le phénomène, il faut considérer la « courbe de réponse » d'un amplificateur.

Un exemple de courbe de réponse est donné sur la **figure 2**; la fréquence est portée en abscisses, avec une échelle logarithmique tandis que le niveau de sortie est indiqué en ordonnées, le niveau d'entrée restant constant. Le niveau de sortie diminue rapidement aux deux extrémités de la bande, en dessous de 50 Hz et au-dessus de 12 000 Hz. Par contre, la partie de la courbe entre ces deux fréquences est sensiblement linéaire. Cette courbe de réponse signifie que, dans cet amplificateur particulier, tous les signaux sinusoïdaux dont la fréquence est comprise entre 50 et 12 000 Hz seront amplifiés d'une manière uniforme. Par contre, ceux dont la fréquence est en dehors de ces limites seront d'autant plus atténués qu'ils s'en éloigneront davantage.

Avec une courbe de réponse du type de celle de la figure 2, on pourrait penser que **tous** les signaux ayant une fréquence comprise entre 50 et 12 000 Hz sont uniformément amplifiés. Or, il n'en est rien, cela n'est vrai que pour des signaux **sinusoïdaux**. En effet, il peut arriver que des signaux complexes — qui comprennent, un certain nombre d'harmoniques d'ordres supérieurs — aient leur fréquence fondamentale comprise dans la partie linéaire de la courbe de réponse de l'amplificateur tandis que les harmoniques supérieures de cette fondamentale tombent à l'extérieur et de ce fait, subissent une certaine atténuation ou, plus exactement, une plus faible amplification.

Si nous reprenons l'exemple de la figure 1, dans lequel le signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur se compose de deux oscillations seulement — la fondamentale et son harmonique 3 — et si nous supposons que la fréquence de la fondamentale est de 6 000 Hz (donc 18 000 Hz pour l'harmonique), nous voyons que, si la courbe de réponse est celle de la figure 2, la fondamentale sera amplifiée normalement — puisque sa fréquence est comprise dans la bande passante de l'amplificateur — tandis que son harmonique 3, dont la fréquence est située en dehors de cette bande passante, sera beaucoup moins amplifiée. Ceci se voit clairement sur la figure 1, si l'on compare les amplitudes relatives de la fondamentale et de l'harmonique 3 à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur. L'al-

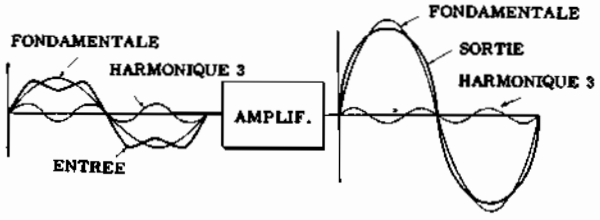


Fig. 1 - Distorsion de la forme d'onde d'un signal après passage dans un amplificateur affecté de distorsion de fréquence. A gauche de l'amplificateur, on a représenté le signal d'entrée (ENTREE) produit de la combinaison de la fondamentale et de son harmonique 3; ces deux fréquences ont été également représentées séparément. A droite, la forme d'onde du signal amplifié (SORTIE) et ses deux composantes (fondamentale et harmonique 3) inégalement amplifiées.

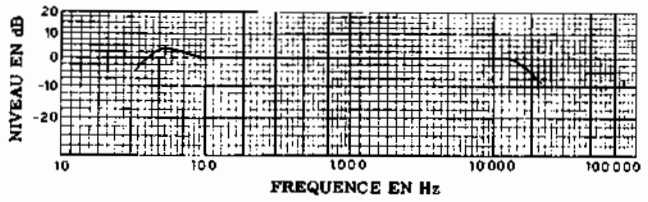


Fig. 2 - Exemple de courbe de réponse d'un amplificateur basse fréquence de bonne qualité. L'amplification est uniforme pour toutes les fréquences comprises entre 50 et 12 000 Hz. On remarquera, toutefois, que l'amplification ne peut plus être considérée comme uniforme pour les harmoniques des fréquences élevées puisque, par exemple, l'harmonique 2 d'un signal de 10 000 Hz, soit 20 000 Hz, tombe en dehors de la partie droite de la courbe et subit de ce fait une forte atténuation.

tération du rapport des amplitudes détermine une déformation évidente du signal de sortie.

Les tensions BF correspondant à des sons provenant d'instruments de musique ou de la voix humaine, sont réellement très complexes et comprennent des harmoniques de rang très élevé. Il est donc souhaitable que la bande passante d'un amplificateur sonore soit aussi large que possible, de manière à amplifier également toutes les fréquences du spectre sonore et leurs harmoniques les plus élevées. Heureusement, plus l'harmonique est de rang élevé, moins grande est son amplitude relative et c'est pourquoi, même pour une reproduction de bonne qualité, on peut négliger les harmoniques d'ordre supérieur à 10.

Naturellement, la limite inférieure de la bande passante a également son importance, car elle détermine la fréquence la plus basse pouvant être reproduite sans distorsion. Un bon amplificateur doit pouvoir reproduire linéairement des fréquences de l'ordre de 50 Hz, pour que ne soient pas atténuées les notes les plus basses de nombreux instruments musicaux.

Quand des signaux passent dans un amplificateur, ils subissent presque toujours une rotation de phase; l'amplificateur est alors affecté de distorsion de phase. Ce déphasage dépend, en partie, de leur fréquence parce qu'en dehors du tube qui produit une inversion de phase constante à toutes les fréquences, les éléments de couplage entre étages sont principalement constitués par des réactances qui, se comportent de façon différente selon la fréquence. Quand le signal d'entrée est purement sinusoïdal aucune distorsion n'intervient puisque la forme d'onde du signal de sortie, même déphasé, reste identique à celle d'entrée. Par contre, pour un signal complexe, la tension de sortie ne sera l'image amplifiée de la tension d'entrée que si les différentes fréquences harmoniques composantes sont **toutes** déphasées d'une quantité égale.

En d'autres termes, une distorsion ne se produit que dans le cas où les angles de phase relatifs des différents composants du signal constituant la tension d'entrée sont altérés d'une manière proportionnelle à la fréquence, c'est-à-dire quand les harmoniques ne subissent pas le même déphasage que la fondamentale. En réalité, quand une forme d'onde complexe est appliquée à l'entrée d'un amplificateur, chaque fréquence composante peut être déphasée différemment, de telle sorte que la tension recueillie à la sortie, n'est plus la reproduction fidèle de celle appliquée à l'entrée.

La **figure 3** montre la déformation d'un signal amplifié par un circuit introduisant une distorsion de phase. Pour simplifier, nous avons supposé que le signal n'était composé que de la fondamentale et de l'harmonique 3. Supposons, en outre, pour ne pas avoir à tenir compte d'une éventuelle distorsion de fréquence, que la fondamentale et l'harmonique 3 sont toutes deux comprises dans la bande passante de l'amplificateur. Dans ces conditions les amplitudes relatives de ces deux composantes ne varient pas et l'on n'observe aucune distorsion de fréquence. Mais ce circuit introduit un déphasage variable avec la fréquence et l'on voit, sur la partie droite de la figure, que dans le signal de sortie l'harmonique 3 est déphasée de 90° sur la fondamentale (alors qu'elles étaient en phase à l'entrée). Il en résulte, évidemment, une forme d'onde du signal de sortie différente de celle du signal d'entrée.

En pratique, on constate que les distorsions de fréquence et de phase se produisent, invariablement l'une et l'autre en même temps. Nous les avons examinées séparément, dans les figures 1 et 3, uniquement dans le but de rendre plus clair le mécanisme de production de ces distorsions de même origine; en outre, nous avons considéré le cas d'un signal de forme très simple. Dans la réalité, on a toujours à faire à des tensions beaucoup plus complexes, composées d'un nombre élevé d'harmoniques; chacune d'elles subit une distorsion de fréquence et de phase qui lui sont propres et il s'ensuit que l'étude du phénomène est infiniment plus compliquée que celle que nous venons de faire. Pour réduire autant que possible les distorsions de fréquence de phase, il faut calculer avec un soin particulier les éléments de couplage entre les différents étages de l'amplificateur.

Distorsion d'amplitude. - Si un étage amplificateur à tube électronique travaille dans une partie **non linéaire** de la caractéristique dynamique du tube, toute

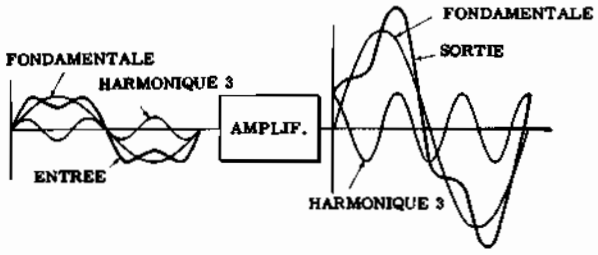


Fig. 3 - Distorsion de la forme d'onde du signal à la suite de son passage dans un amplificateur introduisant une distorsion de phase. A gauche, signal d'entrée et ses deux composantes (fondamentale et harmonique 3). L'amplificateur, pris pour exemple, introduit un déphasage de 90° sur la seule composante harmonique, d'où la forme du signal de sortie très différente de celle du signal d'entrée.

Fig. 4 - Signal d'entrée (à gauche) et signal de sortie (à droite), après son passage dans un amplificateur classe B non saturé. Il est évident que cet étage (non symétrique) se comporte comme un véritable redresseur et les alternances négatives du signal ont été entièrement supprimées. Dans un étage symétrique (push-pull), l'alternance négative serait rétablie et le signal de sortie aurait une forme identique, à celui d'entrée.

variation de la tension de la grille de commande (déterminée par la tension du signal appliqué à l'entrée) produira une variation du courant anodique qui ne lui sera pas directement proportionnelle et cela justement parce que le tube ne fonctionnera pas dans une partie rectiligne de sa caractéristique dynamique. Il en résultera donc une distorsion appelée « distorsion d'amplitude » ou, encore, « de non linéarité ». Dans un tel cas, l'amplificateur engendrera des composantes harmoniques qui viendront s'ajouter à celles déjà présentes dans le signal d'entrée.

La distorsion d'amplitude ne se manifeste que faiblement dans les amplificateurs de la classe A. Par contre, elle est toujours très grande dans les amplificateurs des classes B ou C.

Considérons, par exemple, une tension sinusoïdale appliquée à l'entrée d'un amplificateur classe B et supposons, en outre, que l'amplitude de ce signal est telle que l'étage se trouve saturé.

Tout d'abord, la **figure 4** représente les tensions d'entrée et de sortie d'un amplificateur classe B non saturé. Mais si l'amplitude du signal d'entrée est telle que la partie linéaire de la courbe caractéristique se trouve être dépassée du côté des tensions positives, il se produit une distorsion de l'alternance positive (**figure 5**). Au dessous du « cut-off » (tension de polarisation négative annulant le courant plaque) le courant anodique devient nul, quelle que soit la tension négative appliquée sur la grille de commande. De même, lorsqu'on dépasse le point de saturation le courant anodique n'augmente plus, quelle que soit la tension positive appliquée sur la grille de commande. Donc, si l'amplitude de la tension d'entrée est suffisamment forte pour que le tube soit saturé pendant une partie de l'alternance positive du signal, la partie supérieure de l'alternance positive du signal de sortie sera rabotée. Ce type de distorsion est souvent spécialement produit pour obtenir des tensions de forme d'onde particulière, utilisées pour des usages déterminés. Les nouvelles fréquences introduites par l'amplificateur classe B saturé, sont représentées sur la **figure 5-B**, qui montre que plusieurs harmoniques ont été ainsi ajoutées à la fondamentale pure, lors du passage du signal dans l'amplificateur.

La distorsion d'amplitude ne se produit d'ailleurs pas seulement lorsque la tension BF appliquée à la grille a une amplitude telle que le tube travaille dans les parties courbes de sa caractéristique dynamique pendant une grande partie du cycle. Il suffit que, même pendant un court instant correspondant aux crêtes du signal, le tube travaille en dehors de la partie linéaire de la dite caractéristique pour que ces distorsions se manifestent. Même dans ce dernier cas, des composantes harmoniques de la fondamentale, plus particulièrement l'harmonique 2, prennent naissance et changent la forme du signal amplifié. Le meilleur moyen pour réduire la distorsion d'amplitude consiste à faire travailler tous les étages en amplificateurs classe A, en s'assurant de ne jamais appliquer à leurs entrées des tensions BF susceptibles de les saturer. On est certain ainsi, de toujours travailler dans la partie linéaire de la caractéristique dynamique des tubes.

Distorsion d'intermodulation. - Un signal complexe contient, au moins deux fréquences composantes. Si l'on applique un tel signal à l'entrée d'un amplificateur fonctionnant sur une partie non linéaire de sa caractéristique, on a une distorsion d'intermodulation.

Ce type de distorsion, bien qu'il se produise dans les mêmes circonstances que la distorsion d'amplitude, a des effets très différents.

La distorsion d'amplitude entraîne la naissance de signaux ayant une **fréquence multiple de celle du signal d'entrée**; ces harmoniques s'ajoutent au signal original et en modifient sa forme. La distorsion d'intermodulation, par contre, provoque la formation de signaux parasites **de fréquence égale à la somme et à la différence** de la fondamentale et de l'une des harmoniques ou de deux harmoniques quelconques du signal d'entrée.

Une condition nécessaire pour produire une distorsion d'intermodulation est que le signal d'entrée ne soit pas sinusoïdal, mais comporte au moins deux harmoniques.

La **figure 6** montre, à titre d'exemple, les deux nouvelles fréquences qui apparaissent lorsqu'on applique

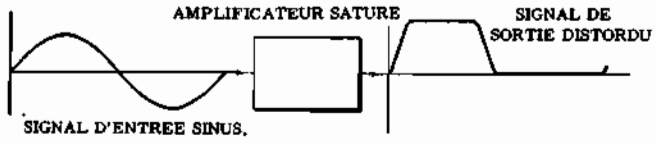


Fig. 5-A - Dans un amplificateur classe B saturé, la distorsion du signal de sortie est importante.

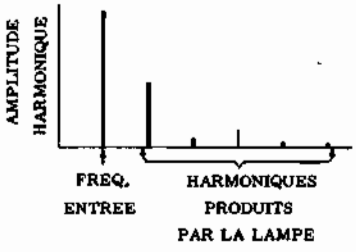


Fig. 5 B - Dans les cas de la figure 5 A, le tube introduit des fréquences harmoniques dont les différentes amplitudes sont représentées ici.

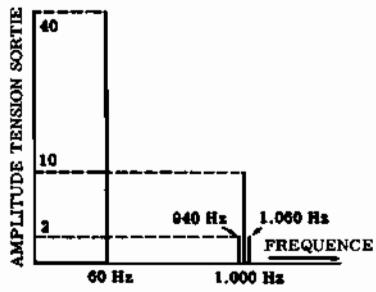


Fig. 6 - Fréquences d'intermodulation produites par la combinaison de deux signaux, 60 et 1 000 Hz, appliqués à un tube amplificateur affecté de distorsion d'intermodulation.

en même temps deux signaux sinusoïdaux, un de 60 Hz et l'autre de 1 000 Hz, à l'entrée d'un amplificateur affecté de distorsions d'intermodulation. Les deux nouvelles fréquences produites, 940 et 1 060 Hz, ne sont harmoniques d'aucune des deux fréquences appliquées à l'entrée, elles sont respectivement égales à leurs différence et à leur somme. Mais, parce que la distorsion d'intermodulation est toujours accompagnée de distorsion d'amplitude, on trouvera également dans le signal de sortie les harmoniques de 60 et de 1 000 Hz, que nous n'avons pas représentées sur la figure puisqu'elles ont une autre origine que celle qui nous intéresse présentement.

La distorsion d'intermodulation est la forme la plus déplaisante de distorsion pouvant affecter un amplificateur basse fréquence, car elle donne naissance à des dissonances incompatibles avec une reproduction compréhensible et agréable de la parole et la musique. Elle est beaucoup plus gênante que la distorsion d'amplitude, même en pourcentage inférieur. La distorsion d'intermodulation se produit chaque fois que les tubes amplificateurs sont surchargés ou que le circuit magnétique du transformateur de sortie est saturé. Ce type de distorsion peut être éliminé en faisant travailler les tubes et le transformateur de sortie de l'amplificateur dans la partie la plus linéaire de leurs caractéristique.

LA REACTION

Parmi tous les types de distorsion examinés plus haut, la distorsion d'amplitude (ou de non linéarité) est particulièrement grave; elle trouve son origine dans la courbure de la caractéristique dynamique des tubes. En effet, du fait de cette courbure, le courant anodique d'un tube ne varie d'un façon proportionnelle à la tension de grille qu'entre des limites assez étroites, précisément dans la partie linéaire de la caractéristique.

On peut diminuer la distorsion d'amplitude produite par un étage amplificateur en superposant au signal signal d'entrée, appliqué sur la grille de commande, une partie du signal de sortie recueilli sur la plaque, en faisant en sorte que sa polarité instantanée soit **opposée** à celle du signal appliqué sur la grille, c'est-à-dire de manière que **la tension BF d'entrée et la tension de réaction soient déphasées de 180°** l'une par rapport à l'autre. On sait qu'un déphasage de cet ordre est normalement introduit par un étage amplificateur à tube électronique: il suffit donc de renvoyer une partie du signal de sortie directement sur le circuit d'entrée, simplement avec la phase dans laquelle il se trouve dans le circuit plaque, comme le montre la **figure 7**.

Un amplificateur dans lequel une partie de la tension de sortie est renvoyée sur l'entrée, quelle que soit d'ailleurs la phase avec laquelle cette tension est injectée sur la grille, est appelé **amplificateur à réaction**.

Réaction négative et positive. - Au cours de notre étude sur les oscillateurs, nous avons déjà vu que la réaction peut être de deux types différents: « la réaction positive » (ou plus brièvement « réaction ») et la « réaction négative » ou « contre-réaction ».

La **réaction négative** est précisément celle dans laquelle la **tension renvoyée sur la grille est en opposition de phase** avec celle du signal appliqué à l'entrée et qui entraîne, outre une diminution de la distorsion, une réduction du gain de l'étage.

La **réaction positive**, par contre, se produit quand la **tension renvoyée sur la grille est en phase** avec celle d'entrée. Elle augmente le gain de l'étage, comme nous l'avons expliqué dans la leçon consacrée aux récepteurs de radio et elle accroît la distorsion; on sait également que si la réaction est poussée au delà de certaines limites, elle entraîne la production d'oscillations.

La contre-réaction, pour sa part, ne réduit pas seulement la distorsion d'amplitude, elle diminue également la distorsion de fréquence et la distorsion de phase, elle élargit la bande passante de l'amplificateur et contribue à améliorer la courbe de réponse de l'ensemble en la linéarisant. L'utilisation de la contre-réaction conduit, en outre, à un fonctionnement plus stable, en rendant l'amplificateur pratiquement indépendant des variations des caractéristiques des tubes et, dans certaines limites, de la tension d'alimentation. La réaction négative, enfin, modifie la résistance interne du tube auquel elle est appliquée.

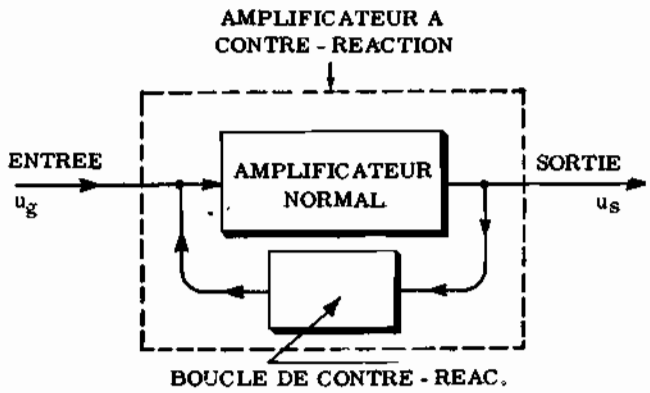


Fig. 7 - Application de la contre-réaction. La tension de contre-réaction est prélevée à la sortie (où elle est déphasée de 180° sur celle d'entrée) et réinjectée à l'entrée de l'amplificateur.

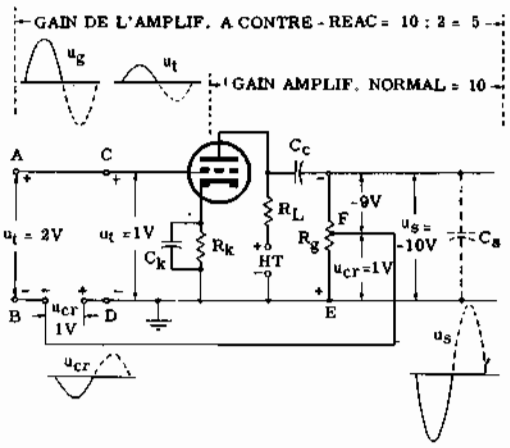


Fig. 8 - Schéma d'un montage à contre-réaction de tension.

Quand la réaction a pour conséquence une augmentation du gain de l'amplificateur, la réaction appliquée est dite positive. La réaction positive est également appelée «réaction directe». Elle est principalement utilisée en Haute Fréquence, où la distorsion du signal n'a que peu d'importance, car elle permet d'obtenir, outre une augmentation importante du gain de l'étage, un accroissement de la sélectivité du circuit accordé. Répétons, encore une fois, que si le taux de réaction est trop élevé c'est-à-dire la pourcentage du signal renvoyé sur la grille est trop important, on provoque l'entrée en auto-oscillations du circuit, lequel cesse d'être un amplificateur pour devenir un oscillateur. Cela veut dire qu'il produit une tension de sortie même en l'absence de tout signal appliqué à son entrée; il entretient lui-même ses propres oscillations, c'est un générateur. Les applications de la réaction positive ont été étudiées en détail dans la leçon consacrée aux montages oscillateurs et nous n'y reviendrons pas.

Parfois, on fait un usage simultané de la réaction positive et de la réaction négative, on parle, alors, d'une « réaction différentielle ». Cette réaction est très souvent employée dans les générateurs pour améliorer la qualité des signaux produits: nous en avons vu un exemple d'application pratique dans la leçon consacrée à la réalisation du générateur BF. Précisons qu'elle est très rarement utilisée dans les montages amplificateurs.

Contre-réaction de tension et d'intensité. - La contre-réaction peut être de deux sortes, dépendant de la façon dont le signal est renvoyé sur l'entrée; on distingue la **contre-réaction de tension** et la **contre-réaction d'intensité**. Le schéma de la **figure 8** représente un étage d'amplification BF dans lequel une partie de la tension de sortie μ_{cr}, est renvoyée en série avec la tension d'entrée. La tension μ_{cr} est appelée tension de contre-réaction et le circuit EFBD, utilisé pour transférer cette tension, est appelé **boucle de contre-réaction**. La contre-réaction de la figure 8 est une contre-réaction de tension, car la tension μ_{cr} est proportionnelle à la tension de sortie recueillie sur la plaque du tube.

La **figure 9**, par contre, représente le schéma d'un étage amplificateur BF identique à celui de la figure précédente mais pourvu d'une contre-réaction d'intensité. Cette contre-réaction est obtenue en renvoyant sur l'entrée, une tension de contre-réaction, μ_{cr}, proportionnelle au courant de sortie i_L qui passe dans la résistance de contre-réaction R_{cr}.

Il est important de savoir distinguer clairement la contre-réaction de tension de la contre-réaction d'intensité; elles diffèrent l'une de l'autre par les effets qu'elles produisent. Un amplificateur comportant une contre-réaction de tension se comporte à la manière d'un générateur à **tension constante**, tandis qu'avec une contre-réaction d'intensité, il se comporte comme un générateur **à courant constant**.

CONTRE-REACTION DE TENSION

Les amplificateurs à contre-réaction ne diffèrent nullement, en ce qui concerne le montage amplificateur proprement dit, des amplificateurs ordinaires. Ils sont facilement dérivés de ces derniers par la simple adjonction de la boucle de contre-réaction. Sur la figure 8, par exemple, les points C et D sont les bornes d'entrée d'un amplificateur classique. La tension du signal à amplifier, μ_g, est appliquée à ces bornes et est amplifiée par le tube, donnant naissance à la tension de sortie μ_s, recueillie aux bornes de la résistance. Un tel amplificateur est transformé en amplificateur à contre-réaction de tension simplement en appliquant le signal d'entrée, non plus aux points C-D, mais entre les points A et B et en renvoyant une partie du signal de sortie, prélevé sur une prise de la résistance R_g (qui fait ainsi office de diviseur de tension), entre les bornes B et D. La tension de contre-réaction μ_{cr} se trouve donc en série avec la tension du signal d'entrée μ_g.

La figure 8 montre également les formes d'onde et les déphasages relatifs des signaux. Supposons, tout d'abord, que la fréquence du signal soit comprise dans le milieu de la bande normale des fréquences sonores et que les condensateurs Ck et Cc présentent une réactance négligeable pour cette fréquence. Les capacités parasites, représentées par le condensateur en pointillé

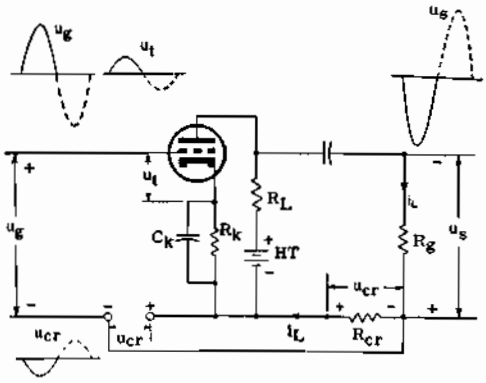


Fig. 9 - Montage identique à celui de la figure 8. Toutefois, il s'agit là d'une contre-réaction d'intensité.

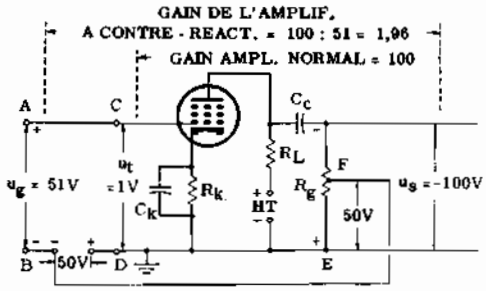


Fig. 10 - Effet produit par la contre-réaction sur un étage amplificateur BF. Le gain de l'étage sans contre-réaction est de 100. Si l'on réinjecte 50% de la tension de sortie en série avec la tension d'entrée, le gain se réduit à 1,96.

Cs, sont très faibles et leur réactance totale est très élevée. La résistance de charge est constituée par les deux résistances en parallèle, R_L et R_g. Une tension μ_g, de fréquence égale à celle indiquée plus haut, appliquée à l'entrée de l'étage entre les points C et D, est amplifiée et apparaît aux bornes de la charge avec une valeur μ_s. Nous savons que cette tension μ_s est déphasée de 180° sur la tension μ_g.

La tension de contre-réaction μ_{cr}, qui est une fraction de la tension de sortie μ_s, est injectée en série avec le signal d'entrée; elle est en opposition de phase avec μ_g. En conséquence, si l'alternance d'entrée est positive (figurée en trait plein sur la figure), pendant toute sa durée le point B devient négatif par rapport à D, c'est-à-dire par rapport à la masse. De même, le point C (grille) est positif par rapport aux deux points B et D. Ainsi, si l'on prend le point B comme référence, la tension de contre-réaction s'ajoute avec le signal appliqué sur la grille. En représentant par μ_t la somme $\mu_g + \mu_{cr}$, on peut dire que tout se passe comme si un signal de tension μ_t était appliqué entre A et D.

Un exemple numérique nous permettra de mieux comprendre ce qui précède. Supposons que l'amplificateur de la figure 8 ait un gain de 10, pour une certaine fréquence BF comprise dans sa bande passante. Cela signifie qu'un signal d'une tension de 1 volt, appliqué aux bornes d'entrée C et D de l'amplificateur apparaîtra à la sortie de celui-ci avec une tension de 10 volts, mais déphasé de 80°. Cette tension est recueillie aux bornes de la résistance R_g qui a une valeur de 1 Mégohm et comporte une prise au 1/10 de sa valeur totale, soit à 100 000 ohms par rapport à la masse.

Cette résistance à prise se comporte comme un diviseur de tension et on recueille donc, entre la prise médiane et la masse une tension de 1 volt, lorsqu'on mesure 10 volts à ses bornes. C'est précisément cette tension de 1 volt qui est la tension de contre-réaction μ_{cr}, réinjectée par la boucle de contre-réaction entre les points B et D.

Les tensions μ_g et μ_{cr} s'ajoutent algébriquement et comme elles sont en opposition de phase, la tension μ_{cr} est toujours de signe contraire à μ_g. En définitive, on peut dire que la tension μ_{cr} se retranche donc de la tension μ_g, et la tension μ_t effectivement appliquée sur la grille du tube est toujours inférieure à la tension du signal d'entrée μ_g puisque $\mu_t = \mu_g - \mu_{cr}$ (en ne considérant que les valeurs absolues de μ_g et de μ_r.

Ainsi, sous l'effet de la contre-réaction, le gain d'un étage amplificateur se trouve être réduit dans un certain rapport qui dépend du taux de contre-réaction appliqué. Le gain A' d'un amplificateur avec contre-réaction peut se calculer par la formule:

$$A' = A : (1 + \beta A)$$

dans laquelle A est le gain en tension de l'amplificateur sans contre-réaction et β représente le rapport $\mu_{cr} : \mu_s$ (qui est toujours inférieur à 1).

Avec l'exemple numérique pris plus haut on a:

$$A' = A : (1 + \beta A)$$

La formule ci-dessus nous donne:

$$A' = 10 : [1 + (0.1 \times 10)] = 10 : (1 + 1) = 10 : 2 = 5$$

Indépendance vis à vis des caractéristiques du tube. - Le gain d'un amplificateur à contre-réaction est, presque totalement indépendant tant des caractéristiques du tube que des tensions appliquées à ses électrodes. Ceci se déduit de la formule qui donne le gain d'un amplificateur avec contre-réaction. En effet, si le produit β A est beaucoup plus grand que 1, l'expression $(1+\beta A)$ est sensiblement égale à β A. Par exemple, si le produit β A est égal à 12, l'expression $(1 + \beta A) = 1 + 12 = 13$ qui est très proche de la valeur de β A, 12.

Donc, dans le cas ou β A est grand, la formule donnant le gain A' de l'amplificateur avec contre-réaction peut se réduire à:

$$A' = A : \beta A = 1 : \beta$$

Cette expression démontre clairement que, lorsque le produit β A est grand, c'est-à-dire lorsque le taux de contre-réaction et le gain intrinsèque de l'amplificateur sont élevés, le gain de l'amplificateur ne dépend que de β, qui exprime l'importance de la contre-réaction, et non plus du gain A de l'amplificateur sans contre-réaction.

Pour mieux comprendre ce qui précède donnons un

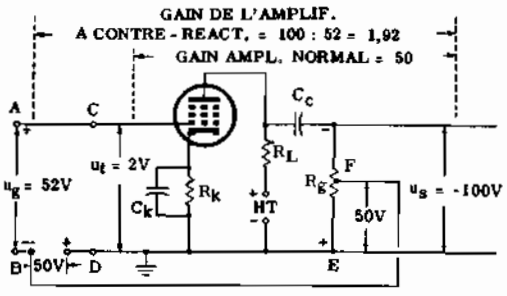


Fig. 11 - En réduisant d'une certaine valeur la tension anodique, le gain sans contre-réaction se réduit à 50. Malgré cela, le gain avec contre-réaction reste sensiblement le même (1,92 au lieu de 1,96). D'où un effet de stabilisation dû à la contre-réaction qui rend le gain indépendant des variations éventuelles de la tension anodique.

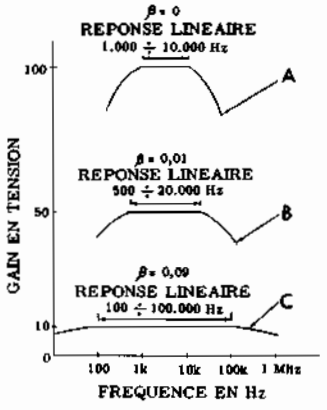


Fig. 12 - Variations de la largeur de la bande passante en fonction du taux de contre - réaction (β). Lorsque le taux de contre-réaction augmente, le gain diminue mais la courbe de réponse s'améliore.

exemple numérique. Soit un amplificateur dont le gain A = 100 et appliquons lui une contre-réaction dont le taux $\beta = \mu_{cr} : \mu_s = 0{,}5$.

En appliquant la formule exacte on trouve:

$$A' = A:(1+\beta A) = 100:[1+(0{,}5\times 100)] = 100:51 = 1{,}96$$

En appliquant, par contre, la formule simplifiée, indépendante de la valeur A, on obtient:

$$A' = 1:\beta = 1:0{,}5 = 2$$

On voit que la valeur 2 trouvée dans ce cas, diffère très peu de la valeur exacte qui est 1,96.

Nous avons ainsi démontré que le gain d'un amplificateur avec contre-réaction ne dépend que du taux de celle-ci, à la condition que ce taux ainsi que le gain intrinsèque de l'amplificateur soient assez élevés. Il est donc à peu près indépendant des caractéristiques de l'amplificateur proprement dit et en particulier du gain A de l'amplificateur fonctionnant sans contre-réaction. Le gain A' de l'amplificateur avec contre-réaction est également indépendant des caractéristiques des tubes et des tensions appliquées à leurs électrodes tandis qu'il dépend essentiellement du pourcentage de la tension de sortie réinjectée à l'entrée, donc de la position de la prise de réaction sur la résistance de charge.

Stabilité. - La **figure 10** illustre l'effet de la réaction négative sur la stabilité d'un étage amplificateur à pentode. Dans ce cas le gain de l'amplificateur sans contre-réaction est de 100, et 50% de la tension de sortie est réinjectée en série avec la tension d'entrée (signal). Le coefficient β est donc égal à 0,5. Si la tension anodique du tube diminue jusqu'à une valeur telle que le gain de l'amplificateur sans contre-réaction soit réduit de moitié (**figure 11**). Le gain par rapport aux entrées C et D passe donc de 100 à 50.

Calculons le gain dans les deux cas (avec le gain normal et avec le gain réduit), le taux de contre-réaction restant constant.

Dans le cas où le gain propre de l'étage amplificateur est 100, le gain A' avec contre-réaction est:

$$A' = A:(1+\beta A) = 100:[1+(0{,}5\times 100)] = 100:51 = 1{,}96$$

Quand la tension anodique est réduite et que le gain A n'est plus que 50, le gain avec contre-réaction ne change que très peu, en effet:

$$A' = 50:[1+(0{,}5\times 50)] = 50:26 = 1{,}92$$

Cette diminution de gain, qui passe de 1,96 à 1,92, n'est que de 2% environ. Mais cette remarquable stabilité n'a été obtenue qu'au détriment de l'amplification totale de l'étage qui, dans l'exemple ci-dessus, passe de 100 (sans contre-réaction) à 1.96 (avec contre-réaction), soit environ 51 fois moins.

Indépendance des variations de la charge. — Les amplificateurs dotés d'une forte contre - réaction de tension présentent également une caractéristique très importante: la tension de sortie est presque entièrement indépendante de la valeur de la résistance de charge. Cette tension de sortie se trouve ainsi stabilisée à une valeur sensiblement constante parce que la contre-réaction est d'autant plus forte que cette tension est plus élevée et inversement.

D'une manière plus générale, on peut dire que la contre-réaction de tension tend à maintenir constante la tension de sortie d'un amplificateur qui fonctionne, alors, à la manière d'un générateur à tension constante. On dit qu'un générateur est à « tension constante » quand la tension qu'il délivre reste égale à une valeur déterminée, quelles que soient les variations de la résistance de charge. En effet, un tel générateur a, du moins théoriquement, une résistance interne nulle, donc il ne se produit aucune chute de tension interne. Naturellement, un tel type de générateur ne peut être pratiquement construit d'une manière parfaite; mais on peut obtenir en partie cette caractéristique avec un générateur ayant une résistance interne très faible.

La résistance interne des amplificateurs à contre-réaction de tension ne peut pas non plus devenir nulle, même avec un taux de contre-réaction très élevé. Toutefois elle est réduite dans le rapport $(1+\beta\mu)$. Par exemple, si un amplificateur pentode fonctionne avec un taux de contre-réaction $\beta = u_{cr} : u_s = 0.5$ et si sa résistance interne et son coefficient d'amplification sont respectivement 100 000 Ω et 500 Ω en l'ab-

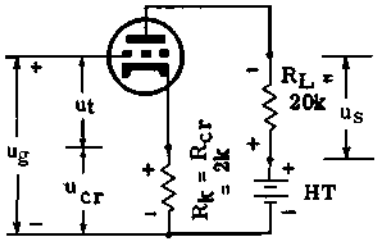


Fig. 13 - En supprimant le condensateur de découplage normalement placé en parallèle sur la résistance de cathode, on obtient automatiquement une contre-réaction d'intensité.

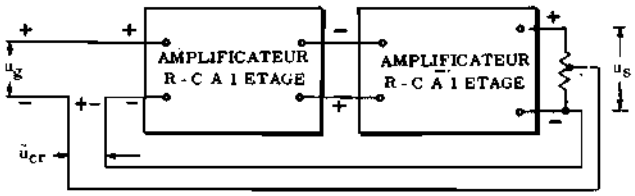


Fig. 14 - Etant donné que chaque étage introduit un déphasage de 180°, le signal de sortie est déphasé de 360° sur le signal d'entrée, donc en phase avec lui. La réaction appliquée en réinjectant ce signal est donc positive.

sence de contre réaction, la résistance interne effective avec contre-réaction devient:

$$r' = r : (1 + \beta\mu) = 100\,000 : (1 + 250) = 398\ \Omega$$

On voit donc que, partant d'une résistance interne de 100 000 Ω on parvient en appliquant une forte contre-réaction à la réduire à une valeur presque négligeable. Ceci montre, que la tension de sortie devient pratiquement indépendante de la résistance de charge.

Etant donné que la contre-réaction tend à niveler les tensions de sortie, la bande passante d'un amplificateur deviendra plus étendue si une contre-réaction lui est appliquée. Le graphique de la **figure 12** montre clairement l'aplatissement de la courbe de réponse et son extension, au fur et à mesure que le taux de contre-réaction augmente. Sur la courbe A, le gain de l'amplificateur sans contre-réaction est 100 (pour $\beta = 0$); sa courbe de réponse est plate entre 1 000 et 10 000 Hz. Les fréquences correspondant à une diminution de la moitié de la puissance de sortie sont respectivement 100 Hz et 100 kHz.

Sous l'effet de la contre-réaction, la partie linéaire de la courbe de réponse va s'étendre de part et d'autre des limites ci-dessus. La limite vers les fréquences basses s'abaissera de $1 : (1 + \beta A)$ tandis que celle vers les fréquences élevées s'élèvera de $1 : (1 + \beta A)$.

Dans la courbe B de la figure 12, β est égal à 0.01; par suite le facteur $1 : (1+\beta A) = 2$ et la limite inférieure de la partie linéaire de la bande passante passe de 1 000 à 500 Hz tandis que la limite supérieure passe de 10 000 à 20 000 Hz. Cela est également valable pour les points où la puissance est la moitié de la puissance maximum, ces fréquences deviennent respectivement 50 Hz et 200 kHz.

Si nous augmentons encore le taux de contre-réaction et faisons $\beta = 0.09$ (courbe C, de la figure 12), les fréquences extrêmes seront cette fois-ci divisées ou multipliées par 10, et la courbe sera plate entre 100 et 100 000 Hz.

Il va sans dire que cet aplatissement ou élargissement de la courbe de réponse se fait au détriment du gain de l'étage qui, d'une valeur égale à 100 en l'absence de contre-réaction, passe à 50, puis à 10.

Distorsion et déphasage. — La contre-réaction réduit la distorsion d'un étage amplificateur dans un rapport égal à $1 + \beta A$. Si nous supposons, qu'un tube donné produit une distorsion harmonique de 5% sans contre-réaction, cette distorsion ne sera plus que de 0,5% avec un taux de contre-réaction $\beta = 0{,}09$. Donc le facteur $(1 + \beta A) = 10$. En outre, la contre-réaction amène une très importante réduction de la distorsion de phase, car la distorsion de fréquence et la distorsion de phase sont intimement liées.

CONTRE-REACTION D'INTENSITE

Nous avons déjà donné, sur la figure 9, le schéma d'un montage permettant d'introduire une contre-réaction d'intensité; nous savons que la tension de contre-réaction est dans ce cas proportionnelle à l'intensité du courant passant dans la charge constituée par la résistance R_g. Dans le montage de la **figure 13**, où la tension de contre-réaction est tout simplement celle présente aux bornes de la résistance de cathode, le condensateur de découplage (condensateur de fuite du courant alternatif) ayant été supprimé.

Les effets de la contre-réaction d'intensité sont les mêmes que ceux de la contre-réaction de tension en ce qui concerne la réduction des distorsions, l'amélioration de la stabilité, l'élargissement de la courbe de réponse et la diminution des distorsions de phase. La principale différence réside dans le fait que la contre-réaction d'intensité augmente la résistance interne d'un étage amplificateur d'une quantité égale à $(1 + \beta\mu)$ R_r (alors que la contre-réaction de tension, **diminue** la résistance interne de l'étage).

En conséquence, une forte contre-réaction d'intensité tend à maintenir le **courant** de sortie constant, quelles que soient les variations de la charge. Dans la figure 9, le courant de sortie est maintenu à une intensité constante par une contre-réaction d'intensité semblable à la contre-réaction de tension (fig. 8).

La contre - réaction d'intensité tend à transformer l'amplificateur en un générateur à courant constant.

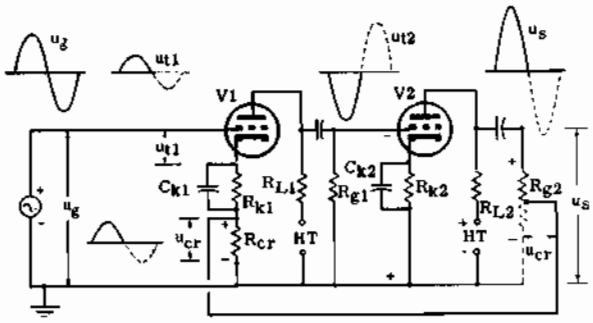


Fig. 15 - Dans ce montage, bien que la tension de réaction soit également en phase avec le signal d'entrée, on a une réaction négative, ou contre-réaction. Pour cela, la tension de contre-réaction n'est plus injectée en série avec la tension d'entrée, mais elle est introduite dans le circuit de cathode. Une tension positive rend la grille plus négative, et inversement.

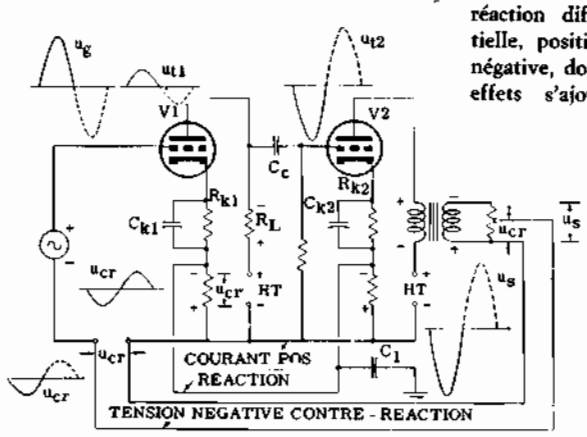


Fig. 16 - Schéma d'un amplificateur utilisant une réaction différentielle, positive et négative, dont les effets s'ajoutent.

c'est-à-dire en un appareil dont le courant de sortie reste constant quelle que soit la résistance de charge. Ce générateur a une impédance très supérieure à l'impédance de charge, de telle sorte qu'il ne ressent que très faiblement des variations de celle-ci.

Toutefois, dans les montages pratiques de contre-réaction d'intensité, la résistance interne n'augmente que d'une façon très limitée, c'est-à-dire du terme additionnel $(1 + \beta\mu)\ R_r$. Par exemple, dans le montage de la figure 13, u_{cr} apparait aux bornes de la résistance de cathode R_k. La résistance de plaque r_p est augmentée parce que R_k n'est pas shuntée par un condensateur de découplage. En considérant les valeurs indiquées sur la figure, on voit que $\beta = R_k : R_L = 2\,000 : 20\,000 = 0{,}1$. Donc, si le tube a une résistance interne de 10 000 Ω et un coefficient d'amplification $\mu = 20$, la résistance interne effective passera à 16 000 Ω sous l'effet d'une contre-réaction d'intensité. En effet, à la résistance de 10 000 Ω on doit ajouter 6 000 Ω obtenus au moyen de l'expression $(1 + \beta\mu)\ R_r$, avec $R_r = R_k = 2\,000\ \Omega$.

Souvent, il n'est pas souhaitable d'avoir une résistance interne très élevée. Cet inconvénient est négligeable au regard de tous les avantages que comporte la contre-réaction obtenue en supprimant le condensateur de découplage de la résistance de cathode du tube.

CONTRE-REACTION DANS LES AMPLIFICATEURS A PLUSIEURS ETAGES

Les avantages procurés par la contre-réaction peuvent être également mis à profit dans les amplificateurs à plusieurs étages, bien que parfois, on éprouve quelques difficultés à éviter les oscillations parasites pouvant se produire par suite de la présence d'une réaction positive indésirable. Considérons, le schéma synoptique de la **figure 14**. Si dans cet amplificateur à 2 étages on introduit en série avec le signal d'entrée une partie du signal de sortie, on réalise une réaction positive. En effet, chaque étage d'amplification introduit un déphasage de 180° et, comme ils sont de deux, le signal de sortie se retrouve en phase avec celui d'entrée. Dans ces conditions on a une réaction positive, qui peut déterminer la naissance d'oscillations. Même si le seuil d'oscillation n'est pas atteint, l'amplification augmente et la distorsion aussi. Tous les autres effets cités à propos de la contre-réaction se produisent également, mais en sens contraire, ce qui fait que la bande passante se rétrécit et la résistance interne augmente.

Dans un amplificateur à deux étages on peut éviter la production d'oscillations en utilisant le montage de la **figure 15**. Ici, la réaction obtenue est négative, même si la polarité instantanée de la tension de sortie est la même que celle de la tension d'entrée.

La tension de contre-réaction, u_{cr}, est injectée en série avec la tension de cathode du premier étage amplificateur. Pour mettre en évidence le principe de fonctionnement du circuit, la partie en pointillé de R_{g2} a été transférée dans le circuit de cathode de V_1 et a été baptisée R_{cr}. Le même effet s'obtient en reliant l'extrémité inférieure de R_k, non pas à la masse, mais à la prise pratiquée sur la résistance R_g, dans ce cas, la portion de R_{g2} comprise entre la prise de contre-réaction et la masse est égale à R_{cr}.

Etant donné que les déphasages des signaux de sortie sont fonction de la fréquence, il est difficile de réaliser une contre-réaction linéaire dans toute la gamme des fréquences acoustiques. En effet, si nous établissons un circuit convenant à la fréquence centrale, il est probable qu'aux extrémités de la gamme la réaction sera positive.

La **figure 16** montre le schéma d'un amplificateur à réaction différentielle, pour lequel la perte de gain due à la contre-réaction est compensée par la présence d'une réaction positive. Si les polarités instantanées sont celles indiquées sur la figure, la tension de réaction prélevée sur la charge est déphasée de 180° par rapport au signal d'entrée et elle est appliquée en série avec cette tension, produisant ainsi une réaction négative. Par contre, la réaction obtenue par liaison directe pratiquée entre les deux circuits de cathode est positive, car le signal ainsi réinjecté est en phase, et le gain augmente. Cette augmentation compense la perte introduite par la contre-réaction.

Leçon n° 110

LA CONSTRUCTION DES AMPLIFICATEURS BASSE FREQUENCE

1ère PARTIE

GENERALITES

De tout ce que nous avons dit sur les amplificateurs basse fréquence dans les précédentes leçons, il résulte que la construction pratique de ces appareils, bien que nécessitant certaines précautions d'ordre général, est moins ardue et moins critique que celle de nombreux autres dispositifs électroniques, comme par exemple les récepteurs de radio ou les appareils comportant des étages parcourus par des courants haute fréquence. Cela, non pas tant en raison d'une plus grande simplicité des schémas — qui dans certains amplificateurs sont souvent assez compliqués — mais parce que dans ceux-ci il n'y a pas de circuits haute fréquence, constitués par des inductances et des capacités (souvent variables) dont les valeurs et les emplacements sont critiques. Une autre simplification importante résulte du fait que les amplificateurs BF ne nécessitent (généralement) ni mise au point spéciale, ni alignement, des opérations assez délicates.

Malgré cette simplicité relative, la réalisation pratique des amplificateurs basse fréquence doit être très soignée et certaines précautions sont nécessaires pour obtenir un fonctionnement correct. Dans le but de fournir à nos lecteurs les indications suffisantes pour entreprendre avec succès la construction d'amplificateurs à partir du seul schéma de principe, nous examinerons dans cette leçon la technique générale à suivre et nous analyserons, à titre d'exemple, le schéma d'un amplificateur de puissance susceptible de donner d'excellents résultats.

Avant d'exposer la technique à suivre lors de la réalisation pratique de tels ensembles, nous allons tout d'abord étudier les différentes perturbations ou bruits parasites qui peuvent se rencontrer dans les amplificateurs, car c'est précisément en vue de leur élimination ou de leur réduction que doivent être prises les précautions que nous indiquerons par la suite.

PERTURBATIONS DANS LES AMPLIFICATEURS

Les perturbations rencontrées lors du fonctionnement des amplificateurs sont produites par les différents signaux parasites qui, bien que n'étant pas présents dans les tensions d'entrée que l'on veut amplifier, apparaissent toutefois à sa sortie. Nombre de ces perturbations proviennent des différentes distorsions étudiées dans la précédente leçon où nous avons indiqué leurs causes et les moyens de les éviter ou de les réduire.

Nous traiterons donc, ici, des autres types de perturbations qui peuvent être classées en trois catégories:

1 - **Oscillations parasites.** — Ce sont, comme leur nom l'indique, des oscillations prenant naissance dans l'amplificateur et provoquées par le fonctionnement défectueux d'un ou de plusieurs étages qui, d'amplificateurs deviennent des générateurs.

2 - **Bruits de fond.** - Ce sont des tensions de caractère transitoire, prenant naissance dans certains éléments de l'amplificateur par suite de phénomènes thermiques ou électriques.

3 - **Ronflements.** - Ce sont les perturbations les plus désagréables et, très souvent, les plus difficiles à éliminer. Ils sont dûs à la présence dans les circuits de l'amplificateur de tensions de fréquence égales au double de celle du secteur, ou qui proviennent de l'alimentation.

Oscillations parasites

Les oscillations parasites peuvent être: soit à basse fréquence, soit à haute fréquence et sont toujours engendrées par une réaction positive indésirable, présente dans un ou plusieurs étages de l'amplificateur.

Fig. 1 - Présence d'oscillations HF parasites dans un signal BF.

Les oscillations haute fréquence, bien que non audibles, peuvent produire des distorsions considérables, comme le montre la **figure 1**. Dans cet exemple ces oscillations (représentées par les surfaces hachurées) se produisent à intervalles irréguliers qui peuvent être fonction de la tension instantanée du signal. Par contre, la **figure 2** illustre un cas où les oscillations HF sont d'amplitude constante et existent en permanence, quel que soit le signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur.

Mais il est évident que ce sont les oscillations à fré-

quence acoustique qui sont les plus gênantes puisqu'elles sont directement perçues par l'auditeur, sous forme de sifflements, ronflements ou crachements superposés aux sons reproduits. Ces oscillations peuvent non seulement prendre naissance du fait de couplages parasites inductifs existant entre les circuits, mais également à l'intérieur même de ces circuits pour des raisons que nous allons exposer ci-dessous.

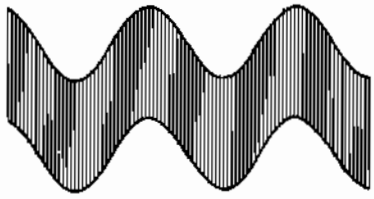


Fig. 2 - Présence d'oscillations haute fréquence d'amplitude constante.

Une des causes des plus fréquentes, une des plus facile à supprimer aussi, pouvant entraîner la production d'oscillations à fréquence acoustique, réside dans une inversion involontaire des connexions de contre-réaction allant à la bobine mobile du haut-parleur. En effet, un des montages de contre-réaction les plus usuels utilise une partie de la tension recueillie aux bornes du secondaire du transformateur de sortie. Or, il n'est généralement pas possible de repérer avec certitude l'extrémité de cet enroulement qui donne une tension de phase convenable et il peut arriver que les connexions soient inversées pendant le montage. Dans ce cas, la réaction introduite est positive et provoque la naissance d'oscillations très puissantes, de fréquence audible, reproduites par le haut-parleur. Quand cette éventualité se produit, il suffit d'inverser les deux connexions de contre-réaction pour que tout rentre dans l'ordre.

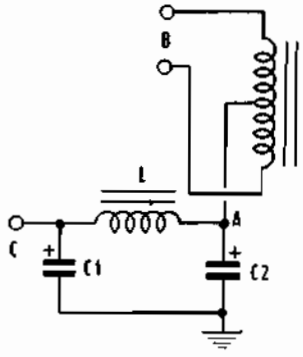


Fig. 3 - Liaison entre la partie alimentation et le primaire du transformateur de sortie d'un étage de puissance. Le signal de sortie est appliqué aux points B. Le point C est relié à la cathode de la valve redresseuse. Une partie de la composante alternative de fréquence égale à celle du signal peut être présente au point A.

Une autre cause plus difficile à éliminer, réside dans le couplage inductif entre deux ou plusieurs composants ou connexions trop rapprochés. Il se produit principalement dans les circuits à haute impédance, en particulier ceux des grilles de commande, car il suffit alors d'un très faible transfert d'énergie pour produire une tension de réaction élevée.

Mais on constate également que la contre-réaction, ou réaction négative, peut elle-même, dans certains cas, entraîner la production d'oscillations parasites. En effet, si l'on fait en sorte que la tension réinjectée à l'entrée de l'amplificateur soit exactement de la phase convenable pour les fréquences centrales de la bande, il n'en reste pas moins que les déphasages seront différents pour d'autres fréquences, particulièrement aux extrémités de cette bande. Il est donc possible, surtout aux fréquences très basses ou très élevées, que la réaction devienne positive et facilite ainsi la production des oscillations.

Pour terminer ce paragraphe, considérons le schéma de la **figure 3**. Il représente une partie de l'étage final d'un amplificateur BF et le circuit de filtrage de la haute tension d'alimentation. Les tensions BF fournies par le tube final (ou les lampes finales, dans le cas du push-pull, comme il est indiqué sur la figure) sont recueillies aux bornes de l'impédance de charge. Or, comme le montre le schéma de la figure 3, cette charge est constituée non seulement par le primaire du transformateur de sortie mais également par la réactance que le condensateur de filtrage C2 oppose aux fréquences acoustiques. Ce condensateur de filtrage étant de forte capacité, sa réactance est très faible; mais comme elle est inversement proportionnelle à la fréquence du signal, elle peut être suffisante pour provoquer des couplages parasites entre étages aux fréquences les plus basses du spectre sonore.

Le primaire du transformateur de sortie et le condensateur C2, disposés en série, forment un diviseur de tension et au point A on trouve une partie de la tension de sortie d'autant plus grande que la réactance de C2, à la fréquence considérée, est plus élevée. Etant donné que le point A est relié aux étages précédents par la ligne d'alimentation haute tension, on comprend facilement que ce couplage peut favoriser la naissance d'oscillations parasites. Ces oscillations sont généralement de très basse fréquence, de quelques Hertz seulement, et sont reproduites dans le haut-parleur sous forme d'un son rappelant celui produit par un moteur de bateau, d'où le nom de « motor boating » que leur donnent les Anglo-Saxons.

Bruit de fond

Signalons, tout d'abord, **l'effet microphonique**, particulièrement gênant lorsqu'il se manifeste dans le premier étage des amplificateurs. Il est dû essentiellement à une rigidité insuffisante de la structure interne d'un tube électronique dont les élecrodes peuvent entrer en vibrations mécaniques à une fréquence acoustique ou sub-acoustique. Ces vibrations se produisent principalement lorsque le haut-parleur se trouve à proximité d'un tube sujet à cet effet, car elles résultent du couplage entre le tube et le haut-parleur par l'intermédiaire des ondes acoustiques.

Un autre bruit prend également naissance à l'intérieur des tubes. Il est produit par l'irrégularité du courant anodique et est surtout gênant dans les premiers étages d'amplification, car il est amplifié par les étages suivants. En effet, le flux électronique n'est pas parfaitement continu; il est formé d'une multitude d'électrons dont l'émission par la cathode et le mouvement

s'effectuent sans ordre, suivant les lois du hasard. Chacun de ces électrons produit sur l'anode une impulsion de courant et la somme de toutes ces impulsions de courant donne le courant anodique total du tube. Ces électrons arrivant sur l'anode sans aucun ordre, il en résulte des irrégularités du courant anodique, qui se traduisent par la naissance d'une tension de bruit, formée également d'une suite d'impulsions extrêmement brève. C'est **l'effet Schottky** ou de **grenaille**. Cette tension, amplifiée par les étages suivants produit un souffle caractéristique dans le haut-parleur. Cette tension de souffle est encore due, mais dans une moindre mesure, aux fluctuations de répartition du courant électronique entre les diverses électrodes positives du tube (présence de diverses grilles-écrans).

L'agitation thermique

L'agitation thermique des électrons à l'intérieur des conducteurs est également la cause de la naissance d'une tension de bruit.

Fig. 4 A - Image d'un signal BF affecté de ronflements, vue à l'oscilloscope.

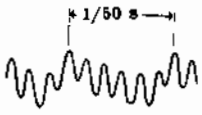


Fig. 4 B - Autre image de bruit de fond superposé au signal.

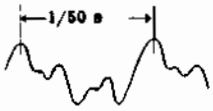


Fig. 5 - Exemple typique de bruit de fond dû à une induction.

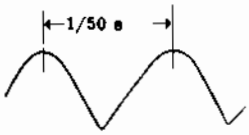


Fig. 6 - Ronflement provoqué par une dispersion entre cathode et filament.

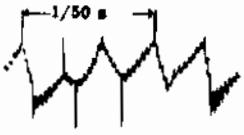


Fig. 7 - Ronflement introduit par un tube fluorescent voisin.

Les électrons libres dans le métal conducteur constituent le « nuage électronique »; ils sont en perpétuelle agitation et celle-ci est d'autant plus effrénée que la température ambiante est plus élevée. Cette agitation se traduit dans une résistance R par une force électromotrice de bruits qui, amplifiés donnent naissance dans le haut-parleur à un souffle semblable à celui produit par l'effet précédent.

C'est **l'effet Johnson.**

D'autres bruits, craquements ou autres, sont produits par de légers déplacements ou dilatations des électrodes à l'intérieur des tubes, ces mouvements se produisant généralement pendant les premières minutes qui suivent la mise sous tension de l'appareil et disparaissent lorsque tous les éléments internes ont pris leur température normale de fonctionnement.

Ronflements

Le ronflement est cette perturbation due à l'induction des tensions parasites à 50 ou 100 Hz dans les circuits parcourus par le signal. Cette induction est produite par des champs électriques ou magnétiques provenant des circuits voisins parcourus par le courant alternatif à 50 Hz ou le courant redressé pulsé à 100 Hz. Les ronflements peuvent également provenir de la présence d'une importante composante alternative dans la tension continue d'alimentation anodique des tubes.

Les ronflements sont particulièrement gênants dans les amplificateurs à gain élevé, car ils prennent naissance dans les premiers étages et sont fortement amplifiés par les étages succesifs, ce qui leur donne une amplitude considérable à la sortie. Les **figures 4-A** et **4-B** montrent les deux images obtenues sur l'écran d'un oscilloscope en appliquant à l'entrée verticale de l'appareil un signal sinusoïdal recueilli à la sortie d'un amplificateur affecté de ronflements. On voit nettement que la tension de ronflement s'est incorporée au signal et le déforme considérablement.

Les sources possibles de ronflements sont les champs magnétiques et électriques de dispersion, le courant alternatif chauffant les filaments des tubes et les circuits de filtrage de la tension anodique. Cette dernière source peut être facilement éliminée par l'utilisation de composants (bobines et condensateurs) de valeurs adéquates tandis que les autres ne peuvent être supprimées que par une disposition judicieuse des composants et des connexions lors du montage de l'amplificateur. Les ronflements les plus difficiles à éliminer sont ceux produits par les champs magnétiques et électriques de dispersion.

En effet, les champs d'induction magnétique induisent des tensions dans tous les enroulements et, en particulier, dans les trasformateurs des étages d'entrée (**figure 5**) dans ceux de couplage entre les étages et dans ceux de sortie. En outre, ils peuvent induire des courants dans les retours de masse, dont nous parlerons plus loin, et ils risquent même d'influer sur le flux électronique à l'intérieur des tubes.

Les principales sources de champs d'induction magnétique sont: le transformateur d'alimentation, les bobines de filtre, les connexions allant aux filaments, les fils d'alimentation et, quelquefois, le transformateur de sortie lui-même. Nous verrons par la suite comment on peut éliminer ou, tout au moins, réduire à des proportions négligeables, l'influence des champs d'induction magnétique.

Les champs électriques eux-mêmes peuvent introduire des perturbations importantes, principalement dans les circuits présentant une impédance élevée par rapport à la masse. En effet, chaque charge électrique induite produit, en s'écoulant vers la masse, une tension de ronflement proportionnelle à l'impédance qu'elle rencontre sur son chemin. En particulier, un très faible courant induit sur une grille dont la résistance de

fuite à la masse est de valeur élevée (de l'ordre de quelques MΩ), peut produire une tension de ronflement assez importante.

On sait que les filaments des tubes sont généralement alimentés en courant alternatif. Ces filaments sont portés à des températures élevées et émettent donc des électrons qui, pendant les alternances durant lesquelles le filament est négatif par rapport à la cathode, atteignent cette dernière électrode. On retrouve donc sur la cathode du tube un flux électronique variant à la fréquence du secteur et qui produit une tension du type de celle représentée sur la **figure 6**. Or, nous le savons, une tension appliquée sur la cathode équivaut à une tension de phase opposée qui serait appliquée sur la grille de commande; donc, en définitive, une tension parasite à la fréquence du secteur se trouve ainsi superposée au signal BF proprement dit.

D'autres perturbations de ce genre peuvent également être engendrées par des appareils électriques assez éloignés de l'amplificateur. La **figure 7**, par exemple, montre la perturbation produite par un tube fluorescent.

2ème PARTIE

EXEMPLE D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

Cela étant précisé, considérons l'amplificateur de puissance à tubes, dont le schéma général est donné par la **figure 8**. Nous commenterons ce schéma et nous fournirons toutes les directives nécessaires pour éliminer, ou réduire au maximum, les perturbations signalées dans la première partie de cette leçon. En ce qui concerne la disposition pratique des éléments sur le châssis, le lecteur qui désire construire cet appareil pourra suivre ses propres idées, à condition toutefois d'éviter les couplages intempestifs dont nous avons parlé plus haut.

Caractéristiques principales

Puissance de sortie	20 watts, de 30 Hz à 20 000 Hz
Courbe de réponse	Linéaire de 20 Hz à 100 kHz ±1 dB.
Distorsion harmonique	Inférieure à 0.05% à 400 Hz.
Distorsion d'intermodulation	Inférieure à 0,7% à 20 watts (pour des fréquences de 40 Hz et 10 kHz).
Distorsion de phase	10° à 10 kHz et 20° kHz (maximum).
Bruit de fond	—90 dB à la puissance de sortie maximum.
Sensibilité	220 mV pour une puissance de sortie de 20 watts.
Tubes utilisés	1 GZ34, redresseur 1 EF86, préamplificateur 1 ECC83, amplificateur et de phase 2 EL34, amplificateurs de puissance (étage symétrique).

DESCRIPTION DU MONTAGE

L'amplificateur que nous décrivons, et dont le schéma général est donné par la figure 8, comporte deux tubes finaux de grande puissance EL34 équipant un montage symétrique ultra-linéaire. Cet amplificateur peut être employé soit seul, soit précédé d'un préamplificateur séparé.

Dans le premier cas, la résistance R1 devra être remplacée par un potentiomètre qui permettra de régler le volume sonore.

On pourra également adapter le dispositif correcteur de tonalité double représenté par la figure 5 de la 106ème leçon, qui sera inséré entre l'entrée et la grille du tube EF86.

En le faisant précéder d'un amplificateur à plusieurs entrées (adaptées aux différentes sources de tensions BF), d'un correcteur de tonalité et des circuits d'équilibrage déjà décrits, cet amplificateur est susceptible de fournir d'excellents résultats, particulièrement s'il est suivi d'une chaîne de haut-parleurs de haute qualité. Le préamplificateur dont nous venons de parler fera l'objet d'une description détaillée dans la prochaine leçon; le lecteur sera ainsi en possesion de tous les éléments lui permettant de réaliser un ensemble de haute qualité.

Etage d'entrée

Cet étage est équipé d'un tube EF86 qui étant du type pentode, procure une très forte amplification (le gain de cet étage est de 120 environ); de plus, ce tube, spécialement conçu pour la préamplification BF, donne un très faible niveau de bruit.

Pour éviter l'introduction d'un bruit thermique important qui, nous l'avons dit plus haut, trouve son origine principalement dans les résistances, il convient que toutes les résistances aboutissant aux électrodes du tube EF86 soient du type « à couche ». Dans le cas contraire, le bruit de fond total est supérieur à celui indiqué dans les caractéristiques générales.

Etage pilote

Il est équipé d'un tube double triode ECC 83 qui fonctionne en amplificateur de tension et en inverseur de phase. Les fonction d'amplification et d'inversion de phase ne sont pas réellement séparées puis-

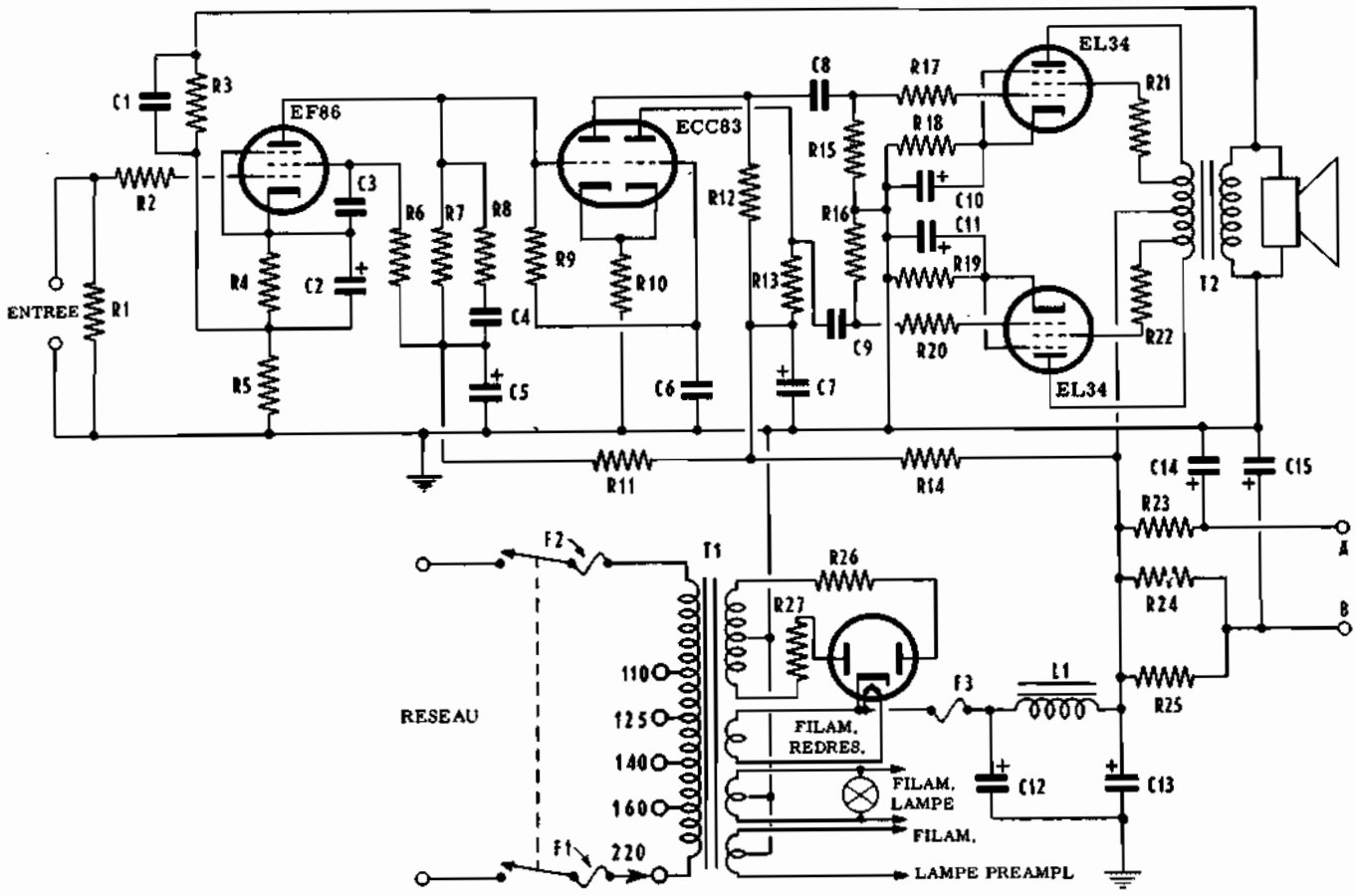


Fig. 8 - Schéma général de l'amplificateur de puissance à étage final symétrique. Les deux tubes EL34 peuvent délivrer une puissance maximale de 20 watts modulés. Le tube ECC83 sert à la fois d'amplificateur de tension et d'inverseur de phase tandis que la EF86 est montée en préamplificatrice. A et B sont deux prises de haute tension au moyen desquelles il est possible d'alimenter un préamplificateur séparé, dont les filaments des tubes seront alimentés par un secondaire spécial du transformateur d'alimentation.

VALEURS des ELEMENTS

R1 = 1 MΩ ± 20%, ¼ W
R2 = 4,7 kΩ ± 20%, ¼ W
R3 = haute stabilité ± 5%
avec une charge de 12 - 16 Ω:8,2 kΩ
avec une charge de 6 - 8 Ω:5,6 kΩ
R4 = 2,2 kΩ ± 10%, haute stabilité
R5 = 100 Ω ± 5%, haute stabilité
R6 = 390 kΩ ± 10%, haute stabilité
R7 = 100 kΩ ± 10%, haute stabilité
R8 = 4,7 kΩ ± 10%, ¼ W
R9 = 1 MΩ ± 20%, ¼ W
R10 = 82 kΩ ± 10%, ½ W
R11 = 270 kΩ ± 10%, ½ W
R12 = 180 kΩ ± 10%, ½ W *)
R13 = 180 kΩ ± 10%, ½ W *)
R14 = 15 kΩ ± 20%, ½ W
R15 = 470 kΩ ± 10%, ¼ W
R16 = 470 kΩ ± 10%, ¼ W
R17 = 2,2 kΩ ± 20%, ¼ W
R18 = 470 Ω ± 5%, 3 W, à fil
R19 = 470 Ω ± 5%, 3 W, à fil
R20 = 2,2 kΩ ± 20%, ¼ W
R21 = 1 kΩ ± 10%, ½ W
R22 = 1 kΩ ± 10%, ½ W
R23 = 56 kΩ ± 10%, 1 W
R24 = 12 kΩ ± 20%, 6 W
R25 = 12 kΩ ± 20%, 6 W
R26 = dépend de la valeur de R_{27}
R27 = dépend de la valeur de R_{26}
C1 = ± 5%
pour adaptation 12 ÷ 16 Ω : 220 pF
pour adaptation 6 ÷ 8 Ω : 330 pF
C2 = 50 µF, 12 V travail
C3 = 56000 pF, 350 V travail
C4 = 47 pF, ± 10%
C5 = 8 µF, 350 V travail
C6 = 0,22 µF, 350 V travail
C7 = 8 µF, 450 V travail
C8 = 0,48 µF, 350 V travail
C9 = 0,47 µF, 350 V travail
C10 = 50 µF, 50 V travail
C11 = 50 µF, 50 V travail
C12 = 50 µF, 450 V travail
C13 = 50 µF, 450 V travail
C14, C15 = 2×8 µF, 250 V travail
F1, F2 = Fusible 2,5 A
F3 = Fusible 0,5 A
*) dans la tolérance de 5%

qu'il s'agit d'un étage inverseur à couplage par les cathodes, lequel utilise les deux sections du tube. Ce montage a été préféré ici, aux autres montages inverseurs de phase parce que c'est celui qui engendre la plus faible distorsion. Avec cet étage on peut obtenir une tension d'amplitude suffisante pour exciter l'étage push-pull final, avec une distorsion de 0,4% seulement. Les résistances R12 et R13 devront être choisies de telle sorte que leurs valeurs ne diffèrent pas de plus de 5%; cela est une condition nécessaire pour obtenir un fonctionnement correct de l'étage symétrique de puissance. Si ces deux résistances sont de valeurs légèrement différentes, la plus forte sera montée en R13.

Le parfait équilibrage de l'étage est obtenu pour des

charges anodiques égales à 0.3% près. Il faut donc que les résistances de fuite de grille R15 et R16 de l'étage final, qui font également partie des charges anodiques de l'étage pilote, soient aussi précises que possible. L'équilibrage aux fréquences élevées est déterminé par la disposition des éléments du montage et des connexions, desquels dépendent les capacités réparties qui devront être identiques dans les deux sections. L'équilibrage aux fréquences basses dépend, par contre, de la constante de temps du circuit grille, cette constante étant déterminée par R9 et C6.

L'inverseur de phase à couplage cathodique permet d'obtenir un très faible taux de distorsions, mais le gain en tension qu'il procure n'est que la moitié de ce que donnerait un étage amplificateur normal. Toutefois, en raison du très fort coefficient d'amplification de la double triode ECC83, ce gain reste suffisant pour nos besoins.

Etage final

Cet étage final est équipé de deux tubes pentodes de grande puissance montés en push-pull.

Comme le montre le schéma de la figure8, les grille-écrans de ces tubes sont reliées à deux prises du primaire du transformateur de sortie, prises situées à 40% de chacun des enroulements. Ce montage, caractéristique des étages de sortie ultralinéaires, introduit une

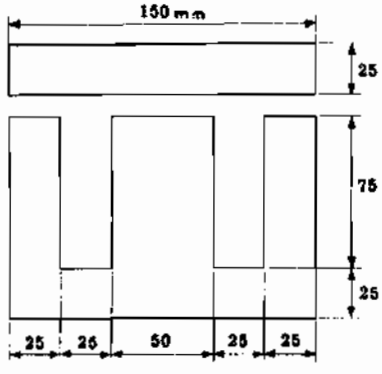


Fig. 10 - Pour diminuer au maximum les pertes dues à la dispersion du flux et aux capacités réparties, les enroulements devront être faits en alternant les sections primaire et secondaire, comme le montre ce schéma.

contre-réaction supplémentaire, obtenue en appliquant une partie du signal présent au primaire du transformateur de sortie aux grille-écrans des lampes finales. Cette contre-réaction, qui n'intéresse que l'étage de puissance, s'ajoute à la contre-réaction normale appliquée sur l'ensemble du montage. Cette question sera étudiée en détail dans la leçon consacrée à la haute fidélité.

L'impédance de charge optimum de l'étage est de 6 600 Ω environ. La tension d'alimentation à la sortie du filtre est 440 volts et la dissipation totale, plaque et grille-écran de chaque tube de puissance est de 28 watts. Des mesures exécutées sur le montage ont montré que la meilleure linéarité est atteinte lorsqu'une résistance de 1 000 Ω est placée en série dans la grille-écran.

Transformateur de sortie

Le transformateur de sortie dont nous donnerons plus loin les détails nécessaires à sa construction, a été étudié pour adapter deux impédances de charge secondaire différentes, comprises entre 6 et 8 Ω et entre 12 et 16 Ω. L'inductance du primaire, mesurée à 50 Hz sous une tension de 5 volts, est de 72 H; elle s'élève à 120 H lorsqu'elle est mesurée à 50 Hz sous 10 volts. L'inductance de dispersion est de 8 mH avec le secondaire court-circuité et de 6 mH avec une moitié du primaire en court-circuit. La résistance totale du primaire est de 319 Ω tandis que celle du secondaire est de 0,45 Ω pour l'impédance 12-16 Ω et de 0,18 Ω pour l'impédance 6-8 Ω.

L'induction maximale, mesurée à 20 Hz sous 500 volts crête, est de 5 800 gauss, soit 0,58 Wb/m². La forme et les dimensions des tôles composant le circuit magnétique du transformateur de sortie sont représentées sur la **figure** 9. Les enroulements sont effectués sur une carcasse divisée en deux parties égales, dans chacune des-

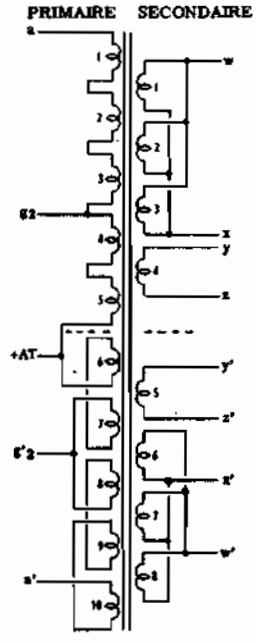


Fig. 9 - Forme et dimensions des tôles à employer pour le circuit magnétique du transformateur de sortie de l'étage amplificateur ultra-linéaire. L'empilement se fera sur une hauteur de 50 mm.

quelles est contenue une moitié de l'enroulement primaire. Chaque demi-enroulement primaire est divisé à son tour en cinq sections branchées en série et entre chacune de ces sections est intercalée une partie de l'enroulement secondaire. Ou donc en définitive, dix sections d'enroulement primaire, alternant avec huit sections d'enroulement secondaire. Parmi ces dernières, certaines sont reliées en série et d'autre en parallèle.

Ce genre de bobinage est assez laborieux à effectuer: toutefois, les résultats qu'il permet d'obtenir compensent largement les difficultés du travail.

Circuit magnétique . .	tôles normales en forme de I et de E.
Dimensions extérieures	150 × 125 mm
Largeur de la branche centrale	50 mm

Hauteur d'empilement . . . . . 50 mm

Section du circuit magnétique . . . 25 cm²

Sans entrefer

Les côtés exactes des tôles sont indiquées sur la figure 9 et le Tableau 1 donne toutes les indications nécessaires au bobinage des enroulements du transformateur dans l'ordre avec lequel ils doivent exécutés, c'est-à-dire à partir de ceux situés tout près des tôles. Tous ces enroulements doivent être exécutés en fil de cuivre émaillé de section convenable, que l'on peut facilement calculer en fonction de l'intensité des courants passant dans chacun d'eux. Les branchements internes à effectuer entre les différentes sections du primaire sont indiquées dans le Tableau 2. Le commencement et la fin des enroulements S1, S2 et S3 du secondaire sont branchés en parallèle entre-eux; il en est de même pour S6, S7 et S8.

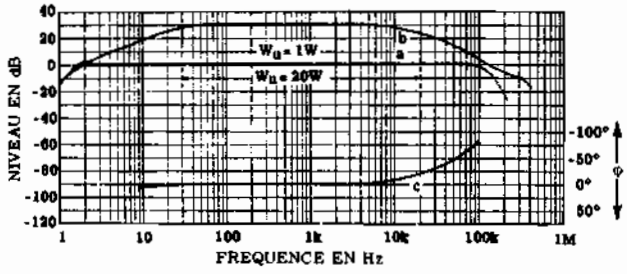


Fig. 11 - Courbe de réponse en fonction de la fréquence et du niveau de sortie en dB. Réponse en fréquence (a), gain de la boucle de contre-réaction (b) et distorsion de phase (c). Cette distorsion est indiquée sur l'échelle de droite.

Les branchements extérieurs du transformateur de sortie sont les suivants (P et S identifiant toujours le primaire et le secondaire):

1) Le début de P1 est relié à la plaque de la première EL34.
2) Le début de P10 est relié à la plaque de la seconde EL34.
3) Le point de jonction entre P3 et P4 à la grille-écran de la première EL34.
4) Le point de jonction entre P7 et P8 à la grille-écran de la seconde EL34.
5) Le point de jonction entre P5 et P6 (qui constitue la prise médiane du primaire) est relié au + HT.

Les différents branchements pouvant être réalisés sur les secondaires du transformateur se comprendront plus facilement avec l'aide de la **figure 10**. Pour obtenir une adaptation d'impédance comprise entre 5 et 8 Ω, les débuts des enroulements S1, S2 et S3 seront reliés au début de S4 tandis que la fin de chacun de ces enroulements sera relié à la fin de S4. Il s'agit donc (voir figure 10) de relier le point W au point R et le point X au point Z. On fera de même pour les enroulements S5, S6 et S7, symétriques des premiers. Il faudra donc relier W' à Y' et X' à Z'. Ces deux groupes de combinaisons seront ensuite reliés en série et les haut-parleurs seront branchés entre W et W'.

Si l'on veut obtenir une adaptation d'impédance comprise entre 12 et 16 Ω on branchera les enroulements S4 et S5 en parallèle Y et Y' et Z avec Z'. Les trois groupes sont ensuite reliés en série, c'est à dire Y et Y' à X, et Z et Z' à X. Cette fois encore les haut-parleurs seront branchés entre les points W et W'.

Contre - réaction

La sensibilité de l'amplificateur **sans contre-réaction** est d'environ 6,5 mV pour une puissance de sortie de 20 watts. Une tension BF d'entrée très faible suffirait donc pour obtenir la puissance de sortie maximale. Toutefois, comme on peut le voir sur la courbe b de la **figure 11**, la chaîne de contre-réaction introdiut une atténuation de 30 dB et la sensibilité avec contre-réaction n'est plus que de 200 mV. Mais une telle sensibilité, si elle est suffisante dans certains cas (radio ou lecteur phonographique à fort niveau de sortie) est insuffisante dans d'autres. pour une entrée microphone par exemple

Enroulement	Nombre de spires	Diamètre du fil	Largeur de l'enroulement	Nombre de couches
$P_1 \cdot P_{10}$	380	0,28 mm	32 mm	4
$S_1 \cdot S_8$	60	1,0 mm	33 mm	2
$P_2 \cdot P_9$	380	0,28 mm	32 mm	4
$S_2 \cdot S_7$	60	1,0 mm	33 mm	2
$P_3 \cdot P_8$	380	0,28 mm	32 mm	4
$S_3 \cdot S_6$	60	1,0 mm	33 mm	2
$P_4 \cdot P_7$	380	0,28 mm	32 mm	4
$S_4 \cdot S_5$	60	1,0 mm	33 mm	2
$P_5 \cdot P_6$	380	0,28 mm	32 mm	4

fin de P_1 au début de P_2	fin de P_{10} au début de P_9
fin de P_2 au début de P_3	fin de P_9 au début de P_8
fin de P_3 au début de P_4	fin de P_8 au début de P_7
fin de P_4 au début de P_5	fin de P_7 au début de P_6
fin de P_5 à la fin de P_6	

TABLEAU n° 1 (en haut): Données concernant les enroulements des différentes sections. TABLEAU n° 2 (en bas): Ordre des connexions internes du transformateur entre les différentes sections du primaire et du secondaire.

Comme le montre la courbe du gain de la chaîne de contre-réaction, celle-ci est moins importante aux fréquences très hautes et très basses de la bande; ces fréquences seront donc plus amplifiées que les fréquences centrales, ce qui compense l'atténuation des fréquences extrêmes introduites par les étages amplificateurs et leurs dispositifs de couplage. En conséquence, la courbe de réponse de l'amplificateur devient beaucoup plus linéaire et la bande passante de l'amplificateur avec contre-réaction est très élargie et s'étend pratiquement de 2 Hz à 100 kHz. Malgré le fait que pour les fréquences extrêmes la réaction tend à devenir positive (comme nous l'avons indiqué dans la précédente leçon), la stabilité de cet amplificateur reste parfaite. Sur le pro-

totype, réalisé dans les laboratoires d'une importante Société (Philips), on a constaté une stabilité complète, même avec le circuit d'entrée ouvert; on a pu également utiliser un câble très long pour relier le secondaire du transformateur de sortie aux haut-parleurs, sans provoquer la production d'oscillations parasites quelconques.

Distorsion

La courbe de distorsion de phase est reproduite sur la figure (c). On voit que dans la gamme des fréquences BF qui nous intéresse, comprise entre 20 Hz et 20 kHz, la distorsion de phase est très faible et reste inférieure à 20%; on notera l'absence totale de déphasage entre 30 Hz et 5 kHz.

La distorsion harmonique, mesurée à 400 Hz, est figurée par les courbes a et b de la **figure 12**. La courbe (a) montre la distorsion de l'amplificateur sans contre-réaction et avec une charge résistive tandis que la courbe (b) a été relevée avec la contre-réaction mais pour des puissances de sortie supérieures à celles prévues. On voit qu'à la puissance de sortie normale (20 watts), la distorsion est inférieure à 1% sans contre-réaction; cette même distorsion se réduit à moins de 0,05% avec un taux de contre-réaction de 30 dB à 20 watts et atteint seulement 0,1% à 27 watts.

Les mesures de distorsion d'intermodulation ont été exécutées pour des fréquences de 40 Hz et de 10 kHz, le rapport des amplitudes étant de 4/1. On a trouvé que le taux de distorsion est inférieur à 0,7% pour une puissance de crête de 20 watts avec des signaux sinusoïdaux.

L'allure de la courbe de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée, représentée sur la **figure 13**, montre une excellente linéarité jusqu'à des tensions de l'ordre de 20 volts, mesurées aux bornes d'une charge de 15 Ω ce qui correspond à une puissance de sortie de 27 watts.

NOTE SUR LA REALISATION PRATIQUE

En règle générale et pour éviter le plus possible les couplages entre les circuits parcourus par des courants à la fréquence du secteur et les étages amplificateurs, il est souhaitable que la partie alimentation soit montée sur un châssis séparé de celui supportant le reste de l'amplificateur. Toutefois, en suivant exactement les

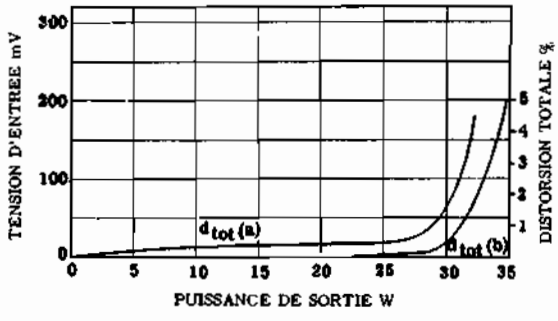


Fig. 12 - Courbe montrant la distorsion harmonique totale en fonction de la puissance de sortie et de la tension d'entrée, sans contre-réaction (a) avec contre-réaction de 30 dB à 400 Hz (b).

indications données plus loin, il est possible de monter l'ensemble sur un châssis unique, ce qui simplifie la réalisation. Dans le cas où l'on veut également construire un pré-amplificateur, celui-ci devra obligatoirement être monté sur un petit châssis séparé, si l'on veut éviter d'introduire des ronflements indésirables.

Lors de la mise en place des pièces et composants sur le dessus ou le dessous, du châssis, il faudra faire en sorte que les composants de chaque étage soient groupés et placés, autant que possible, dans l'ordre indiqué sur le schéma électrique. En conséquence, le premier étage amplificateur sera monté à une extrémité du châssis avec les réglages éventuels de puissance et le transformateur de sortie occuperont la partie centrale du châssis. A l'autre extrémité, bien séparé du reste du montage, sera placé l'ensemble d'alimentation, en prenant soin d'éloigner au maximum le transformateur d'alimentation et la bobine de filtre en intercalant entre-eux et le reste du montage, la valve redresseuse et les condensateurs électrolytiques.

Dans de nombreux amplificateurs, pour des raisons d'esthétique et de symétrie, on place la commande de

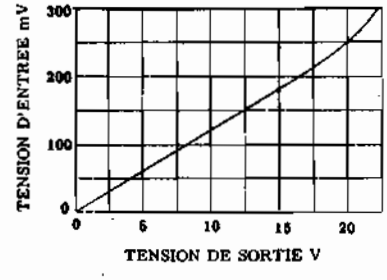


Fig. 13 - Courbe caractéristique de la tension de sortie (en volts), en fonction de la tension d'entrée (en mV).

volume sonore au centre du châssis et les deux commandes de tonalité aux deux extrémités opposées. Cette pratique n'est pas à recommander, il est absoulement préférable de grouper ces commandes à l'extrémité du châssis correspondant à l'étage d'entrée. Cela tant pour éviter tout couplage avec les circuits de sortie et d'alimentation, que pour raccourcir autant que possible les connexions des étages d'entrée. De même,il n'est pas recommandé d'utiliser un interrupteur secteur combiné avec un des potentiomètres servant à la commande du volume sonore ou de la tonalité (comme cela se fait souvent dans les récepteurs de radio), mais il est conseillé d'utiliser un interrupteur séparé placé à proximité du transformateur d'alimentation: on évite ainsi que les fils amenant le courant du secteur voisinent avec les circuits d'entrée et y induisent des ronflements.

Le châssis sera exécuté en tôle d'acier cadmié ou en aluminium, dont l'épaisseur dépendra des dimensions générales et devra être suffisante pour assurer une bon-

ne rigidité à l'ensemble. Après avoir percé les trous nécessaires à la fixation des différents composants du montage, on commencera à fixer tout d'abord les plus légers d'entre-eux, c'est-à-dire ceux relatifs aux premiers étages et à exécuter les connexions s'y rapportant; on terminera en fixant les plus lourds, c'est-à-dire les deux transformateurs et la bobine de filtre.

Comment éviter les perturbations

Les oscillations parasites étant presque toujours provoquées par une réaction positive, il faut avant tout éviter les longues connexions parallèles entre-elles, sources de couplages inductifs. En suivant les indications que nous venons de donner, relatives au placement des composants sur le châssis, les principales connexions parcourues par les courants BF seront très courtes. Lorsque des transformateurs de couplage devront être prévus à l'entrée de l'amplificateur, ils devront nécessairement être placés très loin du transformateur de sortie pour éviter tout couplage magnétique entre-eux. Pour cette même raison, il sera bon d'utiliser un transformateur de sortie de haute qualité, dont le flux de dispersion soit très faible.

En principe, lorsque des oscillations dues au circuit de contre-réaction prennent naissance dans un amplificateur, il faut, en premier lieu, inverser les connexions aboutissant au secondaire du transformateur de sortie, puis, si elles persistent, modifier les valeurs des composants de la boucle. En ce qui concerne l'inconvénient illustré par la figure 3, la meilleur solution consiste dans l'utilisation de condensateurs électrolytiques de première qualité, de forte capacité et, si possible, dans le découplage des tensions alimentant les premiers étages au moyen de filtres à résistance-capacité. Cela est d'ailleurs prévu sur le schéma de la figure 8.

En ce qui concerne le bruit de fond, aucune précaution particulière n'est à prendre, si ce n'est l'utilisation d'une pentode à faible souffle, comme la EF86, pour le premier étage et de résistances à haute stabilité, type à couche, pour éviter d'introduire le souffle thermique. Dans les appareils industriels et professionnels, on évite l'effet microphonique par l'utilisation de supports de tubes spéciaux, fixés au châssis par une monture élastique; cela n'est pas indispensable dans notre montage où ce défaut ne se manifeste que très rarement.

Nous arrivons enfin, aux différents genres de ronflements pour l'élimination desquels outre ce que nous avons dit plus haut, il faut:

1) Orienter, sur le châssis, les circuits magnétiques du transformateur d'alimentation et de la bobine de filtre parallèlement entre-eux, mais perpendiculairement tant au transformateur de sortie, qu'à l'éventuel transformateur d'entrée. Ces éléments devront, à leur tour, être placés perpendiculairement entre-eux (sur la troisième dimension).

2) Soigner le plus possible les circuits de filtrage de la haute tension pour que sa composante alternative soit négligeable. On peut vérifier la partie alimentation à l'aide de l'oscilloscope, comme nous l'avons décrit précédemment.

3) Exécuter les connexions aboutissant aux filaments des tubes en fils torsadés; de cette façon, les flux produits s'annulent réciproquement, en partie. Il convient de faire ce câblage très près du châssis, en suivant le chemin le plus court mais en se tenant très éloigné des circuits de grille et d'entrée.

4) Soigner particulièrement les masses qui, dans un amplificateur, sont essentielles à la réduction des ronflements. Pour ces connexions on devra utiliser du fil de cuivre nu de forte section, suffisamment rigide, qui sera fixé sur les cosses isolées du châssis et ira d'une extrémité à l'autre du châssis. Toutes les liaisons à la masse se feront sur ce conducteur dans l'ordre de succession des différents étages sur le schéma électrique. On pourra commencer d'un côté, par la liaison au point milieu du secondaire HT du transformateur d'alimentation; puis on y soudera le négatif des condensateurs électrolytiques (dont le boîtier métallique sera parfaitement isolé du châssis), les « masses » de l'étage de puissance et celles de l'étage intermédiaire, pour terminer par l'étage d'entrée. Tous les « retours de masse » de l'étage d'entrée devront aboutir en un seul point sur le fil de masse, auquel aboutiront également les côtés « masse » de la prise « pick-up », microphone, etc... Ce même point sera relié au châssis de l'amplificateur

Il est également nécessaire que la tresse des fils blindés soit reliée à la masse en un seul point, à proximité de celui où aboutit la masse des circuits correspondants; il faut donc utiliser du fil blindé recouvert d'une gaîne isolante qui évitera tout contact entre le blindage et le châssis.

Toutes les précautions mentionnées ci-dessus ont pour but d'éviter ce qu'on appelle les « boucles de masse », qui sont constituées par des liaisons à la masse formant une spire fermée. Par exemple, si le conducteur de masse disposé le long du châssis était soudé au châssis à ses deux extrémités, il formerait avec celui-ci un circuit fermé. Cette précaution, qui serait inutile si le châssis et le fil de masse étaient des conducteurs parfaits, se révèle indispensable car en raison de la résistance — même très faible — qu'ils présentent, une boucle de masse se comporterait comme un véritable circuit électrique, captant les champs électromagnétiques environants et induisant, à son tour, une différence de potentiel entre les différents points du circuit qui devraient être au potentiel de la masse, c'est-à-dire tous au même potentiel.

L'exécution soignée des liaisons à la masse est sans doute l'opération la plus difficile du montage. Pour le reste, il suffit de prendre les précautions habituelles pour les soudures et de suivre les divers conseils que nous avons donné dans de précédentes leçons consacrées à des réalisations d'appareils.

Leçon n° 111

QUESTIONS sur les LEÇONS 109 et 110

N. 1 — Qu'entend-on par « distorsion » et quels sont les différents types de distorsion pouvant se produire dans un amplificateur ?

N. 2 — Qu'est-ce que la courbe de réponse d'un amplificateur et quel est le type de distorsion lié directement à l'allure de cette courbe ?

N. 3 — Quand la distorsion de phase prend-elle naissance ?

N. 4 — Quel est le type de distorsion qui se produit dans un étage amplificateur ne travaillant pas dans une partie linéaire de la caractéristique dynamique du tube ? Comment peut-on l'éliminer ?

N. 5 — Un signal parfaitement sinusoïdal appliqué seul à l'entrée d'un amplificateur peut-il être distordu par suite de l'intermodulation ?

N. 6 — En quoi consiste la « réaction » et quels sont les deux genres de réaction ?

N. 7 — Quels sont les deux genres de réaction considérés au point de vue de la manière dont s'opère la réinjection à l'entrée de la fraction, de la tension de sortie ?

N. 8 — Quels sont les effets respectifs de la contre-réaction de tension et de la contre-réaction d'intensité sur l'impédance de sortie de l'étage sur lequel elles sont appliquées ?

N. 9 — Quel est l'inconvénient apporté par l'application d'une contre-réaction à un amplificateur ?

N. 10 — Quels sont par contre, les avantages que la contre-réaction procure ?

N. 11 — Quels sont les trois principales catégories de perturbations pouvant se produire dans les amplificateurs ?

N. 12 — Quels sont les deux genres principaux d'oscillations parasites et quelles en sont les causes ?

N. 13 — Quels sont les principaux types de bruit et comment peut-on les éliminer ?

N. 14 — Quelle est l'origine des ronflements et quelles doivent être les précautions à prendre pour les éliminer ?

N. 15 — Comment doit-on orienter les circuits magnétiques du transformateur d'alimentation, de la bobine de filtre, du transformateur de sortie et du transformateur d'entrée ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 859

N. 1 — Les étages amplificateurs de tension ont pour fonction d'augmenter l'amplitude des tensions appliquées à l'entrée, jusqu'à la valeur nécessaire pour exciter convenablement l'étage final de puissance.

N. 2 — Les caractéristiques de la salle, ou du lieu d'utilisation, et celles des haut-parleurs utilisés.

N. 3 — Parce qu'en général les tensions BF issues d'un microphone sont beaucoup plus faibles que celles fournies par un pick-up ou un récepteur de radio, ou même par un magnétophone.

N. 4 — Directement à l'entrée ou, encore, entre deux étages amplificateurs de tension.

N. 5 — En insérant des filtres (généralement du type RC) contenant des composants variables (en principe des résistances), dont la variation permet d'atténuer plus ou moins une certaine gamme de fréquence.

N. 6 — Sur le principe du diviseur de tension, la fraction de signal désirée étant prélevée le long d'une résistance variable.

N. 7 — Deux moyens : soit par un transformateur à prise médiane, soit par un circuit électrique approprié.

N. 8 — Parce qu'un transformateur déphaseur de qualité moyenne introduit toujours des distorsions et que sa réponse n'est pas linéaire pour toutes les fréquences. Un transformateur de très haute qualité est encombrant et d'un prix de revient élevé.

N. 9 — Sur le fait que, dans un étage amplificateur, les tensions BF recueillies sur la plaque du tube sont déphasées de 180° par rapport à celles appliquées sur la grille de commande et à celles prélevées sur la cathode.

N. 10 — Parce que, dans un étage final symétrique, les ondulations ayant la même phase sur les deux plaques s'annulent mutuellement et ne donnent aucune tension en sortie. En effet, les seules tensions BF recueillies au secondaire du transformateur de sortie sont celles qui se trouvent aux bornes du primaire avec des phases opposées.

N. 11 — Cette lampe à filament de tungstène compense les variations d'amplitude du signal produit. Toute augmentation de l'amplitude du signal entraîne un accroissement du courant traversant le filament, ce qui augmente sa résistance, donc la chute de tension à ses bornes; l'amplitude de la tension de sortie reste ainsi sensiblement constante.

N. 12 — Parce qu'il permet — à tout instant — de connaître la tension du signal injecté à un amplificateur, par exemple, et, connaissant la tension de sortie, de calculer immédiatement l'amplification obtenue.

N. 13 — Il fonctionne à la manière d'un diviseur de tension et fait varier le taux de réaction appliquée sur la cathode.

N. 14 — Lorsque la tension BF délivrée par le générateur est appliquée à l'entrée d'un étage amplificateur à impédance élevée ou quand, par contre, il est nécessaire de connaître exactement la valeur de cette impédance d'entrée.

N. 15 — En injectant à l'entrée de l'amplificateur à étudier des tensions de fréquence variable et d'amplitude constante fournies par le générateur et en mesurant la tension de sortie pour chacune de ces fréquences.

LA CONSTRUCTION DES AMPLIFICATEURS BASSE FREQUENCE

3ème PARTIE

LE PREAMPLIFICATEUR

Le préamplificateur a pour fonction d'adapter l'amplificateur aux différentes sources de signaux basse fréquence. Les principales adaptations nécessaires sont au nombre de trois:

1) Adaptation des impédances.

2) Adaptation de la sensibilité.

3) Adaptation de la courbe de réponse.

L'adaptation des impédances est effectuée en commutant à l'entrée des résistances de valeurs différentes suivant la source de signal. L'adaptation de la sensibilité est obtenue par le même principe ou, parfois, par l'insertion d'étages amplificateurs supplémentaires, selon la tension du signal à amplifier. L'adaptation de la courbe de réponse se fait au moyen de circuits correcteurs.

Dans les amplificateurs de faible puissance, ou dans ceux de qualité moyenne, le préamplificateur est généralement monté sur le même châssis que l'amplificateur; il consiste souvent en un seul tube précédant l'étage pilote. Dans les ensembles à « haute fidélité » ou de grande puissance, le préamplificateur est généralement séparé et comprend plusieurs étages amplificateurs à pentode ou à triode ainsi que plusieurs circuits d'entrée ayant des fonctions spécialisées.

Le problème de l'adaptation des impédances ou de l'accroissement de la sensibilité est — nous l'avons vu — facile à résoudre; par contre, le calcul et la réalisation des dispositifs correcteurs sont plus compliqués.

Pour comprendre la nécessité de ces circuits correcteurs, il convient de se rappeler que la gravure des disques, par exemple, n'est pas uniforme pour toutes les fréquences acoustiques. Pour des raisons techniques dont nous avons parlé dans la 88ème leçon, il est nécessaire, en cours d'enregistrement, de graver les différentes fréquences avec des intensités relatives inégales. Les principales courbes caractéristiques des enregistrements sur disques sont représentées sur la **figure 1**. La courbe **a** concerne exclusivement les enregistrements de la Sté DECCA, la courbe **b**, a été adoptée par la majeure partie des maisons américaines et anglaises adhérant, respectivement, aux normes A.E.S. et R.I.A.A.; la courbe **c**, enfin, est celle des anciens enregistrements à 78 tours.

L'examen de ces courbes nous montre que si l'on veut que les sons reproduits par l'amplificateur correspondent exactement à ceux enregistrés, il faut que la courbe de réponse de l'amplificateur aux différentes fréquences de la gamme soit exactement **complémentaire** de celle employée lors de l'enregistrement; de cette façon, la courbe finale résultante est parfaitement linéaire. Bien que ces trois courbes d'enregistrement soient différentes l'une de l'autre, elles ont toutefois une allure générale assez semblable et l'on peut affirmer, en principe, que l'intensité de l'enregistrement augmente avec la fréquence des sons enregistrés. En reproduisant un disque avec un amplificateur dont la courbe de réponse est linéaire, on obtiendrait donc une nette prédominance des sons aigus sur les sons graves et aussi une distorsion importante provoquée par une amplitude excessive des harmoniques supérieurs par rapport aux fréquences fondamentales.

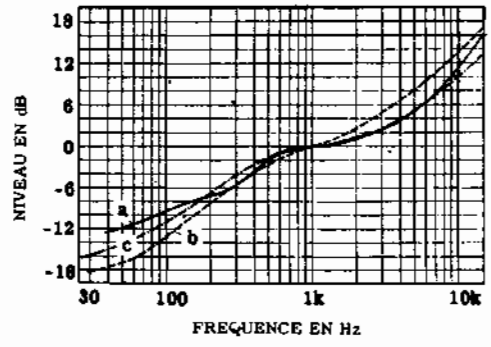


Fig. 1 - Courbes caractéristiques standards des enregistrements sur disques. a) courbe « ffrr » de Decca, pour le disque d'essai LXT 2695; b) courbe pour disques microsillons; c) courbe disques 78 tours.

Etant donné qu'en général, tant pour des raisons de simplification de la construction que pour pouvoir exécuter plus facilement les mesures de bande passante et de distorsion, on préfère que les amplificateurs proprement dits aient une courbe de réponse linéaire à toutes les fréquences de la gamme, il est d'usage courant de placer les circuits correcteurs dans le préamplificateur. Ces dispositifs d'égalisation ont pour effet, nous venons de le dire, de donner à l'ensemble de reproduction une courbe de réponse complémentaire de celle d'enregistrement. Dans les préamplificateurs de qualité les circuits correcteurs pour lecteurs phonographiques sont au nombre de trois, chacun d'eux étant prévu pour compenser une des courbes de la figure 1. Dans d'autres montages plus simples, on tient compte du fait que les courbes ont sensiblement la même allure et on se contente de deux circuits d'égalisation (microsillons et 78 tours), ou même d'un seul, dont la caractéristi-

que de réponse est une moyenne entre les trois courbes idéales.

Généralement, les dispositifs correcteurs sont placés dans le premier étage du préamplificateur et sont constitués par différents réseaux RC qui produisent une **contre-réaction sélective**. La contre-réaction sélective est une contre-réaction dont le taux varie avec la fréquence et qui peut donc modifier la courbe de réponse de l'étage dans lequel elle est insérée. Tous les circuits de contre-réaction sont plus ou moins sélectifs; nous avons vu que cela était dû aux déphasages différents suivant les fréquences. Toutefois, la courbe de réponse du réseau de contre-réaction peut être encore modifiée en ajoutant certains circuits RC particuliers.

Dans les préamplificateurs on trouve toujours plusieurs types de circuits correcteurs RC, en nombre égal à celui des entrées prévues. Ils sont commutés en même temps que l'entrée choisie, de telle sorte qu'à chacune d'elles corresponde une courbe de réponse convenable. En dehors de ces circuits égalisateurs, le préamplificateur comprend également tous les autres réglages nécessaires: la commande de volume sonore (ou de gain), les correcteurs séparés pour les sons graves et aigus et, parfois, un réglage du filtre de bruit d'aiguille, au moyen duquel il est possible d'atténuer le bruit de fond caractéristique généralement produit pendant la reproduction des disques phonographiques.

Certains préamplificateurs sont également dotés de dispositifs « mélangeurs », au moyen desquels on peut amplifier simultanément plusieurs tensions BF issues de sources différentes, comme deux microphones situés à des emplacements différents, par exemple. Il est alors possible de régler séparément les volumes de ces signaux et parfois même leur tonalité.

Le préamplificateur que nous allons décrire, bien que donnant d'excellents résultats, ne comporte pas ces dispositifs compliqués qui sont le propre des appareils à usage professionnel et dont la réalisation pratique serait trop ardue pour un technicien débutant. En effet, le préamplificateur, bien plus encore que l'amplificateur de puissance, doit être particulièrement soigné; le choix des composants, leur emplacement et les blindages nécessitent une attention très grande. Cela est évident, car une perturbation, même très faible, prenant naissance dans ces étages est amplifiée fortement par tous les étages successifs et peut devenir très importante à la sortie. Il faut donc, pour un début, que les circuits soient suffisamment simples pour pouvoir être réalisés avec un minimum de connexions très courtes et éviter ainsi les réactions et les ronflements d'induction.

Ce préamplificateur peut être utilisé soit avec l'amplificateur de puissance décrit dans la leçon précédente, soit avec d'autres amplificateurs du même genre. Il comporte différentes entrées pour lecteurs de disques magnétiques, pour têtes de lecture de magnétophones, pour microphones et pour radio. Une entrée supplémentaire, pour toute autre source de basse fréquence, est également prévue.

Le choix des différentes entrées se fait au moyen d'un contacteur placé sur le panneau avant.

Les positions de ce contacteur, de la gauche vers la droite, sont les suivantes:

1) Lecteur piézo-électrique ou magnéto-dynamique pour disques 78 tours.
2) Lecteur piézo-électrique ou magnéto-dynamique pour disques microsillons.
3) Microphone à cristal ou microphone magnétique avec transformateur d'entrée.
4) Tête de lecture de magnétophone à haute impédance.
5) Tuner radio.
6) Entrée auxiliaire.

L'égalisation pour les disques est faite conformément aux plus récentes recommandations de la R.I.A.A. et de l'A.E.S. adoptées par les plus importants producteurs de disques. La courbe de reproduction pour rubans magnétiques a été étudiée particulièrement pour une vitesse de reproduction de 19 cm/seconde, correspondant à des enregistrements à haute fidélité. Il a été également prévu des correcteurs de tonalité à basse impédance, efficaces dans une vaste gamme de fréquences et pouvant ainsi répondre à tous les besoins.

Caractéristiques générales

Tension de sortie	variable entre 40 mV et 250 mV.
Sensibilité	pick-up à cristal: 50 mV microsillons; 150 mV pour 78 tours. Lecteur magnéto-dynamique: 3 mV pour microsillons; 9 mV pour 78 tours. Microphone: 6 mV. Magnétophone: 3 mV à 5 kHz. Tuner radio: 250 mV. Entrée auxiliaire: 250 mV.
Ronflements et bruit de fond	- 55 dB en position microsillons. - 57 dB en position 78 tours. - 44 dB sur microphone. - 53 dB sur magnétophone.
Impédance d'entrée	100 000 ohms sur position lecteurs phonographiques. 1 méghom pour entrée microphone. 85 000 ohms pour entrée magnétophone. 2 mégohms pour entrée tuner radio. 2 mégohms pour entrée auxiliaire.
Distorsion	0,15% pour le niveau de sortie normal. 0.24% pour un niveau de sortie 10 fois supérieur.
Corrections de tonalité	Amplification maximale de sons graves: +17 dB à 50 Hz. Atténuation maximale de sons graves: —14 dB à 50 Hz. Amplification maximale de sons aigus: +14 dB à 10 kHz. Atténuation maximale des sons aigus: —15 dB à 10 kHz.

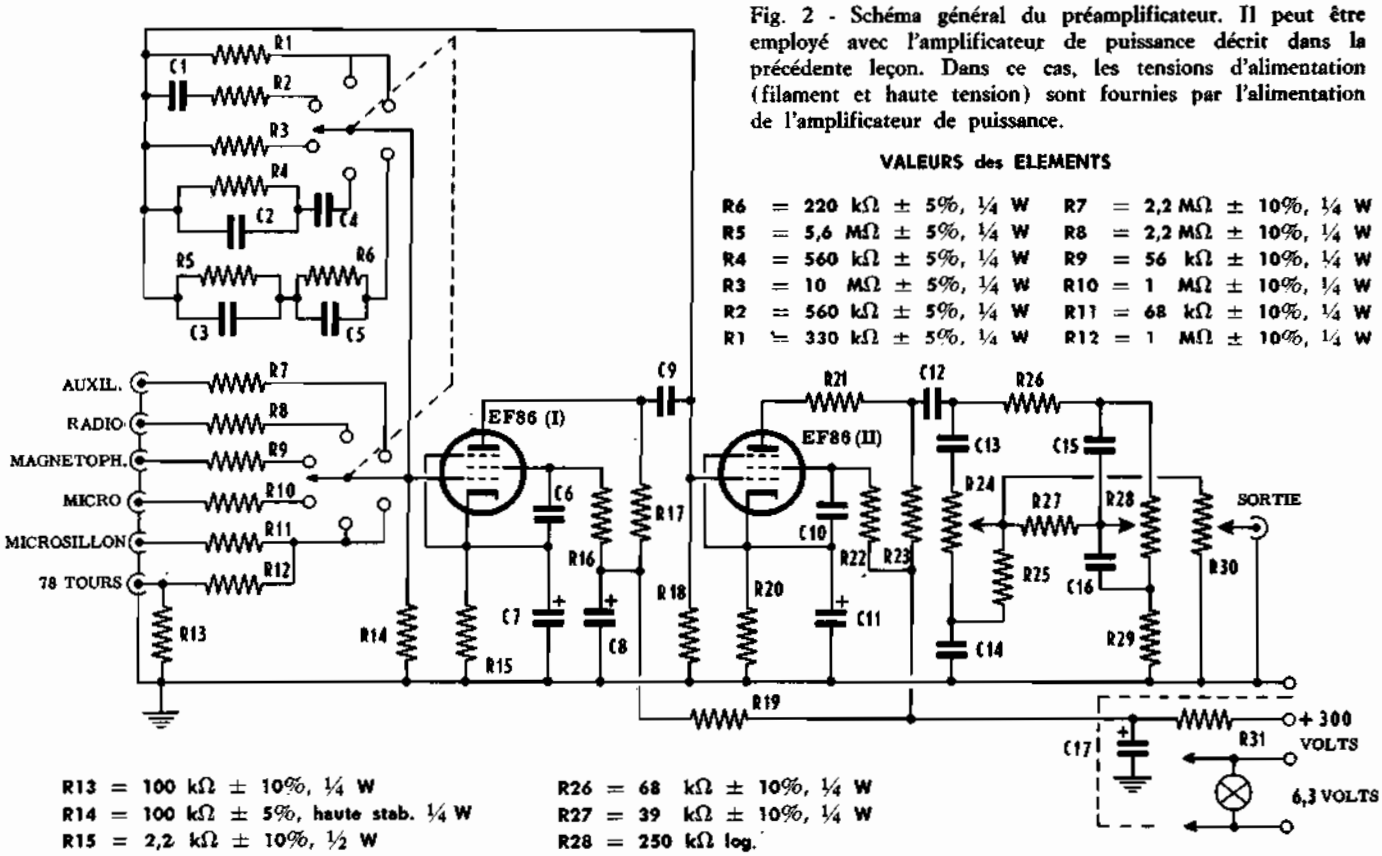


Fig. 2 - Schéma général du préamplificateur. Il peut être employé avec l'amplificateur de puissance décrit dans la précédente leçon. Dans ce cas, les tensions d'alimentation (filament et haute tension) sont fournies par l'alimentation de l'amplificateur de puissance.

VALEURS des ELEMENTS

R6	= 220 kΩ ± 5%, ¼ W	R7	= 2,2 MΩ ± 10%, ¼ W
R5	= 5,6 MΩ ± 5%, ¼ W	R8	= 2,2 MΩ ± 10%, ¼ W
R4	= 560 kΩ ± 5%, ¼ W	R9	= 56 kΩ ± 10%, ¼ W
R3	= 10 MΩ ± 5%, ¼ W	R10	= 1 MΩ ± 10%, ¼ W
R2	= 560 kΩ ± 5%, ¼ W	R11	= 68 kΩ ± 10%, ¼ W
R1	= 330 kΩ ± 5%, ¼ W	R12	= 1 MΩ ± 10%, ¼ W

R13	= 100 kΩ ± 10%, ¼ W	R26	= 68 kΩ ± 10%, ¼ W
R14	= 100 kΩ ± 5%, haute stab. ¼ W	R27	= 39 kΩ ± 10%, ¼ W
R15	= 2,2 kΩ ± 10%, ½ W	R28	= 250 kΩ log.
R16	= 1 MΩ ± 10%, haute stab. ½W	R29	= 6,8 kΩ ± 10%, ¼ W
R17	= 220 kΩ ± 10%, haute stab. ½W	R30	= 250 kΩ log.
R18	= 1 MΩ ± 10%, ¼ W	R31	= 30 kΩ ± 10%, ¼ W
R19	= 33 kΩ ± 10%, ½ W	C1	= 390 pF ± 5%
R20	= 1,2 kΩ ± 10%, ½ W	C2	= 150 pF ± 5%
R21	= 82 kΩ ± 10%, haute stab. ½W	C3	= 2200 pF ± 5%
R22	= 390 kΩ ± 10%, haute stab. ½W	C4	= 560 pF ± 5%
R23	= 18 kΩ ± 10%, haute stab. ½W	C5	= 220 pF ± 5%
R24	= 250 kΩ log.	C6	= 0,1 µF, 350 V travail
R25	= 47 kΩ ± 10%, ¼ W	C7	= 25 µF, 12 V travail

C8	= 8 µF, 350 V travail
C9	= 0,1 µF, 350 V travail
C10	= 0,1 µF, 350 V travail
C11	= 25 µF, 12 V travail
C12	= 0,1 µF, 350 V travail
C13	= 560 pF ± 10%
C14	= 8200 pF ± 10%
C15	= 2200 pF ± 10%
C16	= 0,02 µF ± 10%
C17	= 16 µF 350 V travail

DESCRIPTION DU MONTAGE

Le schéma général est représenté par la **figure 2**. Ce préamplificateur comporte deux étages équipés de pentodes EF86 à fort coefficient d'amplification. Les égalisations se font entièrement dans le premier étage par l'intermédiaire d'une boucle de contre-réaction sélective entre l'anode et la grille de commande de la première EF86. Le second étage ne comporte pas de contre-réaction; à la sortie de cet étage, donc du préamplificateur, est placé le double correcteur de tonalité, constitué par des réseaux RC. Un potentiomètre placé après ces correcteurs permet de commander le niveau de la tension de sortie. La boucle de contre-réaction ne concerne que le premier étage, car elle réduit l'impédance de grille de cet étage, ce qui permet de lui appliquer des signaux provenant de sources à basse impédance, et diminue les ronflements parasites.

Des résistances sont placées en série dans le circuit d'entrée de chaque canal; elles ont pour effet de déterminer de façon précise la sensibilité et l'impédance de chacun d'eux. Les valeurs indiquées dans la liste jointe au schéma de la figure 2 conviennent pour des sources de signaux BF de type normal; on peut, le cas échéant, changer la sensibilité et l'impédance de chaque entrée en modifiant la valeur de la résistance série correspondante. A ce propos, rappelons que l'impédance d'entrée d'un étage d'amplification est égale à la somme de l'impédance de grille de la lampe (modifiée par le circuit de contre-réaction) et de l'impédance d'entrée.

La sensibilité totale (ou le gain) du préamplificateur est réglée pour tous les canaux par le diviseur de tension constitué par les résistances R21 et R23 du circuit plaque de la deuxième EF86. Dans tous les cas, la somme de ces deux résistances doit être égale à 100 000 ohms, qui est la charge convenant à cette pentode. Avec les valeurs indiquées (R21 = 82 000 ohms et R23 = 18 000 ohms), la tension BF de sortie est de 40 mV, convenant à l'attaque d'un amplificateur de 10 watts. Dans le cas où ce préamplificateur est destiné à être monté devant l'amplificateur de 20 watts, décrit dans la leçon précédente le condensateur C12 sera relié directement à la plaque de la EF86 et la tension de sortie sera alors 250 mV.

En ce qui concerne l'alimentation, on sait (voir les leçon précédentes) qu'il est préférable que les filaments soient alimentés en tension continue — comme nous l'indiquerons par ailleurs — ou, tout au moins, s'ils sont alimentés en alternatif, ils devront être polarisés positivement par rapport à la cathode. En outre, il convient que le filtre de découplage de la HT, constitué

par la résistance R31 et le condensateur chimique C17. soit monté directement dans la partie alimentation.

Les mêmes principes énoncés lors de l'étude relative à la construction de l'amplificateur de puissance sont également valables ici. Mais répètons encore que le montage du préamplificateur doit être plus soigné, car les tensions BF en jeu sont extrêmement faibles et subissent une très forte amplification. Le câblage sera fait de telle sorte que les connexions à haute impédance soient aussi courtes que possible. D'une manière générale, pour la disposition des divers composants, on s'inspirera du schéma de principe, les entrées étant à une extrémité du châssis et la sortie à l'autre.

Entrées pour lecteurs phonographiques. - Les courbes d'égalisation des deux entrées « pick-up » sont représentées sur la **figure 3**. Comme nous l'avons dit, elles sont complémentaires de celles de la figure 1. Les différentes sensibilités nécessaires aux deux positions (microsillons et 78 tours) sont obtenues, en partie, en appliquant des taux de contre-réaction différents, mais surtout en insérant la résistance d'atténuation R13.

Les ronflements et le bruit de fond sont à —55 dB au dessous du niveau de sortie dans la position microsillons et à —57 dB dans la position 78 tours. Dans les deux cas, l'impédance d'entrée est d'environ 100 000 ohms. La sensibilité pour lecteurs magnétiques, mesurée à 1 kHz, est de 3 mV pour les microsillons et de 9 mV pour les 78 tours tandis que pour les lecteurs

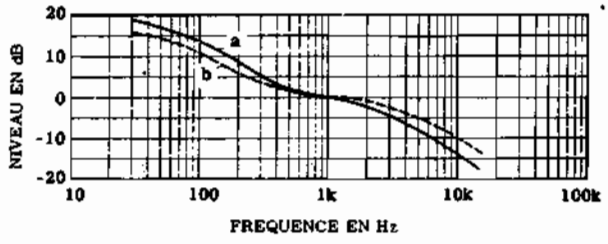


Fig. 3 - Courbe d'égalisation pour disques microsillons (a) et pour disques 78 tours (b).

piézo-électriques, elle est respectivement de 50 et de 150 mV, cela pour obtenir la puissance de sortie maximale, bien entendu.

Entrée microphone. - Cette entrée est prévue pour un microphone adaptateur d'impédance. La sensibilité est de 6 mV et l'impédance d'entrée de 1 mégohm. Le niveau de ronflement et de bruit de fond est de —44 dB par rapport à celui du signal. La courbe de réponse de cette voie est représentée par la **figure 4**; elle est linéaire dans une bande comprise entre 80 Hz et 3 kHz et s'infléchit assez rapidement aux fréquences extrêmes.

Entrée magnétophone. - La courbe caractéristique de la voie pour signaux provenant de la tête de lecture d'un magnétophone est représentée par la **figure 5**. Elle est conforme aux normes CCIR depuis les fréquences élevées jusqu'à 100 Hz environ tandis qu'en dessous de cette fréquence l'accentuation est moins forte que celle prévue par ces normes. L'impédance d'entrée de cette voie est d'environ 80 000 ohms et la sensibilité est de 3 mV, à 5 kHz. Le niveau de bruit est de —52 dB par rapport au niveau du signal

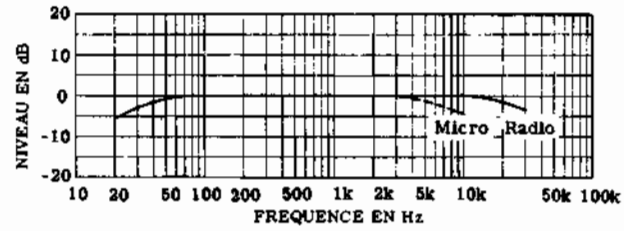


Fig. 4 - Courbes de réponse des étages d'entrée en fonction des circuits d'égalisation pour la radio (trait continu) et pour microphone (trait discontinu).

L'écoute des rubans enregistrés doit se faire au moyen d'une tête de lecture à haute impédance, car c'est seulement avec une telle tête que la courbe de la figure 5 donne de bons résultats. Si la tête de lecture fournit une tension insuffisante, on peut pallier cet inconvénient en réduisant la valeur de R9 jusqu'à l'obtention de la sensibilité désirée.

Entrée pour Tuner HF. - Elle correspond à la position 5 du contacteur. La courbe de réponse de la voie radio est celle de la figure 4; elle est calculée pour fournir une réponse aussi linéaire que possible et elle convient aussi bien à l'amplification des signaux fournis par un adaptateur à modulation d'amplitude, que pour ceux provenant d'un adaptateur à modulation de fréquence déjà pourvu d'un circuit de désaccentuation.

La sensibilité de cette voie est d'environ 250 mV, avec une impédance d'entrée de 2 mégohms; cette sensibilité est généralements largement suffisante. D'autres valeurs de sensibilité peuvent être obtenues en faisant varier la résistance R1, faisant partie de la boucle de contre-réaction, et la résistance R8 mise en série est trop élevée, on peut facilement la réduire en branchant une résistance de valeur convenable entre l'entrée et la masse.

Entrée supplémentaire. - On peut voir sur le schéma de la figure 2 que cette entrée supplémentaire correspond à la position 6 du contacteur et qu'elle est absolument identique à celle de la voie radio. Elle peut donc être utilisée pour les usages généraux; sa courbe de réponse est linéaire et sa sensibilité est de 250 mV. En particulier, cette voie peut être utilisée pour l'amplification des signaux issus d'un amplificateur de magnétophone déjà pourvu de ses propres circuits correcteurs. Cette voie peut également être utilisée avec des lecteurs phonographiques ou des microphones susceptibles de délivrer des tensions BF suffisamment élevées.

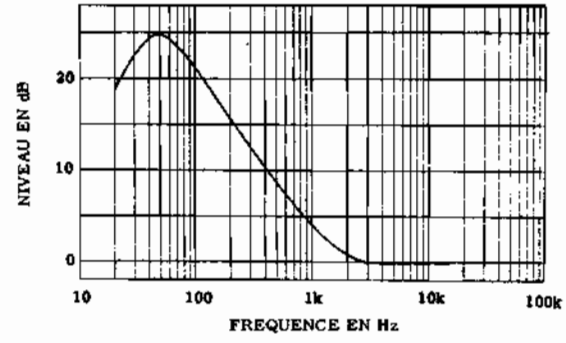


Fig. 5 - Courbe de réponse obtenue par le dispositif d'égalisation adopté pour l'entrée réservée à la tête de lecture de magnétophone

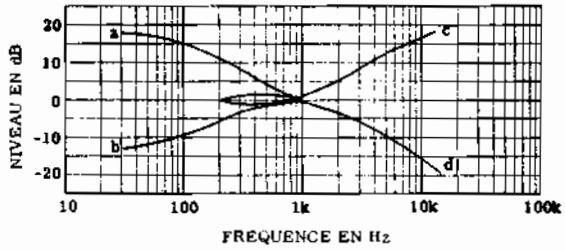


Fig. 6 - Courbes de réponse montrant l'action des correcteurs pour sons graves et aigus.

Toutefois, on doit tenir compte du fait que la boucle de contre-réaction insérée dans cette voie est constituée par la seule résistance R1, en série avec le condensateur C9. En conséquence, la contre-réaction n'est pas du type sélectif et la courbe de réponse est linéaire et n'introduit aucune sorte d'égalisation. Si l'on veut utiliser cette entrée supplémentaire pour amplifier des signaux faibles, on peut augmenter la sensibilité de cette voie en réduisant la résistance R7 de 2.2 MΩ à 1 MΩ.

Commandes de tonalité et de volume. - Les correcteurs de tonalité, comme on peut le voir, sont assez semblables à ceux décrits dans la 103ème leçon. Le potentiomètre R24 constitue un diviseur de tension pour les fréquences élevées et sert donc à doser la tension pour les fréquences basses, car celle-ci trouvent un chemin de fuite facile à travers les condensateurs C15 et C16. Les courbes caractéristiques relatives à ces correcteurs de tonalité sont représentées sur la **figure 6**. Les valeurs ohmiques de tous les potentiomètres, aussi bien ceux pour la correction de tonalité que celui de commande de volume, sont relativement faibles. Ceci a pour but de diminuer l'impédance des circuits et, en conséquence, de permettre l'utilisation de fils blindés, sans introduire des pertes sensibles aux fréquences élevées.

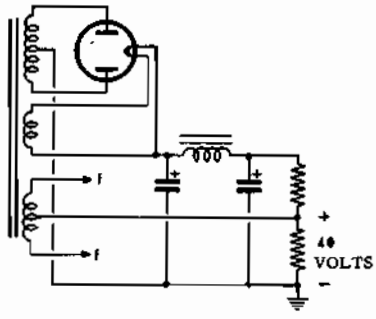


Fig. 7 - Pour éviter d'alimenter les filaments en courant continu, on peut polariser les filaments au moyen d'une tension positive par rapport à la cathode, en reliant la prise médiane du secondaire filaments à une tension de +40 volts recuillie sur un diviseur de tension placé à sortie du filtre de la HT.

Tension de sortie. - Comme déjà expliqué, elle est variable et dépend des valeurs relatives des résistances R21 et R23. Avec les valeurs indiquées sur le schéma, la tension de sortie obtenue est de l'ordre de 40 mV. Par contre, si l'on réduit R21 et si l'on augmente R23, tout en conservant leur somme égale à 100 000 ohms, la tension de sortie augmente jusqu'à un maximum de 250 mV, qui est obtenu lorsque R21 est nulle et R23 égale à 100 000 ohms. Cette tension de sortie est nécessaire pour attaquer dans de bonnes conditions un amplificateur de forte puissance, tel que celui décrit dans la leçon précédente.

Si l'on veut obtenir des tensions de sortie encore plus élevées, il faut réduire les valeurs ohmiques des résistances placées en série dans les différentes voies d'entrée. Mais en procédant ainsi on réduit considérablement l'impédance d'entrée et cette opération n'est à conseiller que dans des cas exceptionnels, lorsqu'il est absolument impossible d'augmenter la sensibilité de l'amplificateur proprement dit, devant lequel le préamplificateur doit être placé.

COMMENT EVITER LES PERTURBATIONS

Faisant suite à ce que nous avons déjà dit lors de la description de l'amplificateur de puissance, énumérons les précautions à prendre dans la construction du préamplificateur :

1) Les filaments des tubes du préamplificateur sont parfois chauffés en courant continu. Dans ce cas, le transformateur d'alimentation doit comporter un secondaire spécial suivi d'un redresseur au sélénium et d'un filtre à forte capacité. C'est évidemment le moyen le plus efficace pour éviter que les filaments n'induisent une tension en alternatif mais en y superposant une tension continue suffisante pour qu'ils soient positifs par rapport aux cathodes et qu'ils ne puissent ainsi émettre d'électrons vers elles. Le schéma de la **figure 7** montre comment réaliser pratiquement ce montage.

Quand on ne prend pas une des précautions énoncées ci-dessus, il faut au moins que le secondaire, alimentant les filaments, soit pourvu d'une prise médiane qui sera reliée à la masse. Le fait de relier à la masse un des côtés de ce secondaire, de même que de laisser ce circuit complètement isolé, provoque presque toujours l'introduction d'un fort ronflement. Ceci est également valable pour l'alimentation filament des étages suivant le préamplificateur.

3) On placera des blindages sur les tubes des premiers étages d'amplification. Ils éviteront que les champs magnétiques environants n'influent sur le flux électronique interne.

4) Les connexions de grille des premiers étages, de même que celles des commandes de tonalité et de volume, devront être aussi courtes que possible et se feront en fil blindé. Il faut se rappeler que le fil blindé présente une forte capacité par rapport à la masse et qu'il ne devra être utilisé que pour des connexions très courtes. Là où son utilisation n'est pas absolument indispensable on aura avantage à faire les connexions en fil isolé ordinaire, afin d'éviter que les capacités parasites ne provoquent une atténuation des fréquences élevées du spectre sonore. Dans certains cas, plus rares, il sera également nécessaire de blinder les condensateurs, résistances et autres composants parcourus par les faibles tensions d'entrée.

Fig. 8 - Moyen utilisé pour annuler le flux magnétique produit par les connexions des filaments. A droite, incorrect; à gauche, correct.

5) Les connexions allant aux filaments seront exécutées en fils torsadés, de telle sorte que les flux des deux fils s'annulent réciproquement. La **figure 8** montre les façons incorrecte et correcte de brancher les filaments.

Leçon n° 112

ACOUSTIQUE

Résumant les observations que nous avons faites au commencement de ce cours, nous rappelons que les ondes sonores ne sont pas autre chose qu'une succession de compressions et de dépressions des molécules de l'air à travers lequel se propage le son. En d'autres termes, en ayant recours à la représentation graphique de la **figure 1**, on peut affirmer qu'en considérant les alternances positives comme des phases de compression et les alternances négatives comme des phases de dépression, le son se propage extérieurement à la source qui l'a produit, grâce aux rapprochements et éloignements successifs des molécules formant le milieu de propagation.

Avant d'approfondir l'étude de l'amplification basse fréquence, c'est-à-dire avant d'aborder la « Haute Fidélité », il convient de consacrer quelques pages à la physique des sons, à leur propagation et à la plupart des phénomènes se rapportant à eux. Nous remarquerons l'utilité de cette étude lorsque nous examinerons les principes de la Haute Fidélité. L'étude de ces principes constituera un complément logique à celle consacrée à l'électroacoustique.

CARACTERISTIQUES d'un SON

Dans notre étude concernant les formes d'onde non sinusoïdales, (page 730) nous avons vu succinctement comment un son peut être différent d'un autre tout en ayant la même fréquence fondamentale. Voyons maintenant, avec plus de détails quelles sont les caractéristiques qui permettent l'analyse qualitative et quantitative des sons.

Hauteur (ou Fréquence) et timbre

La **hauteur** (ou **fréquence**) est exprimée par le nombre de vibrations complètes par seconde. Plus la hauteur d'un son sera élevée plus il sera aigu; plus sa hauteur sera faible, plus il sera grave.

Prenons par exemple le « DO » qui commence la sixième octave du clavier d'un piano. Sa fréquence fondamentale est de 1 024 Hz. La même note, c'est-à-dire une note ayant la même fréquence fondamentale, peut être produite par les organes vocaux d'un soprano, par une viole, par un violon, par une clarinette, par un hautbois, par une flûte ou encore par un pipeau. Une personne qui possède une certaine pratique des instruments de musique, en écoutant une telle note sans regarder la source qui lui donne naissance est certainement capable de reconnaître l'instrument, uniquement grâce au **timbre**, qui caractérise la note, et qui diffère selon l'instrument. Le timbre est dû, à la présence d'harmoniques se superposant à la fréquence fondamentale.

D'une manière analogue, deux personnes qui appartiennent au même sexe et ayant une voix normale, peuvent produire le même son au moyen de leurs cordes vocales. Dans ce cas aussi, une troisième personne qui a pu les entendre parler ou chanter précédemment et séparément, est capable de distinguer et de reconnaître leur voix, et cela toujours à cause des divers harmoniques qui caractérisent le timbre de leur voix.

Cette caractéristique très importante des sons est à la base de la musique, parce que c'est justement la diversité de timbre des différents instruments qui a permis la création d'orchestres plus ou moins grands, au moyen desquels on produit une combinaison de sons différents mais ayant une même fréquence fondamentale, selon les lois de l'harmonie, et susceptibles de donner des sensations auditives agréables à l'oreille.

Si nous considérons la représentation graphique d'un son pur comme celui de la **figure 2-A**, et celle d'un son complexe représenté par la figure 2-B, on voit clairement que, malgré la même fréquence fondamentale, la sensation éprouvée par la personne qui les écoute ne peut pas être la même.

Tout cela permet au lecteur de se rendre compte de la difficulté de reproduction parfaite d'un son complexe au moyen d'un dispositif reproducteur, comme par exemple un haut-parleur.

La partie mobile, à savoir le cône et la bobine fixée à ce dernier, doit avoir des caractéristiques lui permettant de vibrer simultanément sur toutes les fréquences, en apportant seulement un minimum de distorsion. En effet, quoiqu'actuellement on réussisse à obtenir ce qu'on appelle les reproductions à Haute Fidélité, l'auditeur sera toujours capable d'établir si l'exécution musicale qu'il écoute provient d'un orchestre ou bien d'un haut-parleur.

Intensité ou Amplitude

Une seconde caractéristique d'un son, également importante, est l'**amplitude** ou **intensité**. L'intensité caractérise la puissance du son. Nous savons tous qu'un son peut être plus ou moins fort, selon que la source qui le produit est excitée plus ou moins énergiquement.

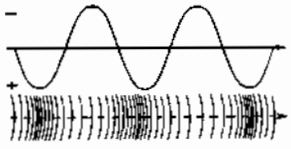


Fig. 1 - Une onde sonore provoque des compressions et dépressions successives des molécules d'air

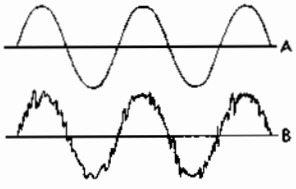


Fig. 2 - En A, onde parfaitement sinusoïdale représentant un son pur, en B onde ayant la même fréquence fondamentale mais contenant une quantité considérable de fréquences harmoniques et représentant un son complexe.

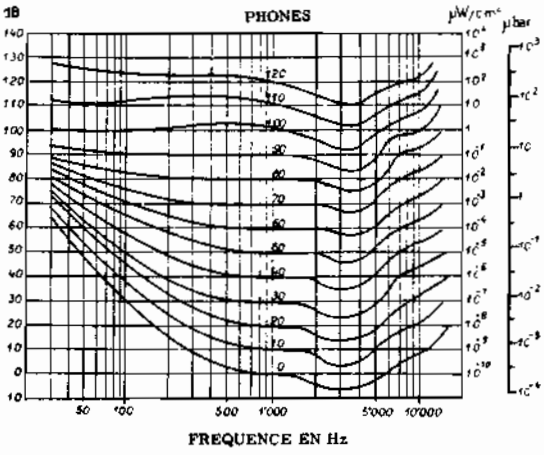


Fig. 3 - Courbes de Flechter — Munson montrant la sensibilité d'une oreille normale aux différentes fréquences. Chaque courbe représente la sensation sonore exprimée en « phones » à un niveau donné, qui, pour la fréquence de 1 000 Hz correspond au niveau en dB. Pour les autres fréquences il est facile de noter la discordance avec les valeurs en dB.

On mesure l'intensité d'un son par la surpression qu'il crée dans l'air. Cette intensité est à peu près proportionnelle au carré de la surpression. L'amplitude peut s'exprimer tant en **decibels** qu'en **phones**, en **watt par cm²**, en **erg par seconde** ou encore en **baryes**.

Dans notre leçon consacrée au décibel nous avons appris que si l'on augmente l'intensité d'un son dans un rapport égal à 10, 100, 1 000, 10 000; etc. (c'est-à-dire suivant les puissances entières du nombre 10, à savoir: 10^1, 10^2, 10^3, 10^4, etc.), la sensation sonore que procure notre oreille suit la progression naturelle des nombres 1, 2, 3, 4, etc. Autrement dit, pour obtenir une sensation d'intensité double, l'amplitude du son elle-même doit augmenter de 100 fois; pour avoir une sensation d'intensité triple, l'amplitude du son doit augmenter de 1 000 fois et ainsi de suite.

Nous avons ainsi énoncé la loi de Fechner: « l'intensité de la **sensation acoustique est proportionnelle au logarithme de l'excitation** ».

Signalons au passage que cette loi est valable pour **tous** les organes des sens humains.

Pour évaluer l'intensité d'un son, on considère une valeur correspondant à l'intensité minimum que le dit son doit avoir, afin qu'il puisse être entendu par une oreille humaine normale. Cette intensité appelée **seuil d'audibilité**, est prise comme niveau « zéro ».

Considérons, par exemple, le **bel** que nous connaissons déjà: la variation du niveau d'un son exprimée en bel est donnée par le logarithme du rapport entre le niveau instantané N_I et le niveau correspondant au seuil d'audibilité N_S, c'est-à-dire:

$$N_B = \log_{10} (N_I : N_S)$$

à une fréquence de référence de 1 000 Hz.

L'unité choisie, le bel étant trop grand pour les besoins de la pratique, on préfère utiliser un sous-multiple: le **décibel**, égal à un dixième de bel. Par conséquent, la formule précédente devient:

$$N_{dB} = 10 \log_{10} (N_I : N_S)$$

Cette formule permet d'exprimer en dB une variation d'intensité sonore: par exemple, si l'intensité d'un son est égale à trois fois celle correspondant au seuil d'audibilité, le rapport entre le niveau instantané et le niveau de seuil, N_I sur N_S est égal à 3. Il s'ensuit que:

$$N_{dB} = 10 \log_{10} 3 = 10 \times 0{,}47712 = 4{,}7 \text{ (environ)}$$

Dans ce cas, le nombre de dB étant positif indique une augmentation d'intensité. Evidemment, si on doit exprimer une atténuation au lieu d'une augmentation, la valeur en dB sera négative.

Parfois, l'intensité du son est exprimée en unité de pression: dans un tel cas, puisque l'intensité varie proportionnellement au carré de la pression (P), en appelant P_1 la pression correspondant au seuil d'audibilité et P_2 la pression à un moment donné, l'expression devient:

$$N_{dB} = 10 \log_{10} [(P_2)^2 : (P_1)^2] = 20 \log_{10} (P_2 : P_1)$$

L'expérience a montré que la plus petite différence de niveau sonore qui puisse être perçue par l'oreille humaine atteint environ 1 dB; ce qui signifie que si l'amplitude d'un son passe de 50 dB à 49 ou 51 db, l'auditeur perçoit simplement une légère diminution ou une légère augmentation d'intensité; par contre, si la variation est — par exemple — de 0,5 dB (49,5 ou 50,5 dB, l'auditeur ne remarque aucune différence d'intensité du son écouté. C'est pour cette raison qu'en électroacoustique, on n'emploie pas, en général, des unités inférieures au décibel.

La pression acoustique est normalement exprimée en baryes: naturellement, cette unité peut aussi être exprimée en fonction d'autres unités, au moyen de simples relations.

En effet, on peut facilement constater, par l'examen du tableau 88, qu'une barye équivaut à une puissance acoustique de 0,0242 « erg » par seconde ou à une puissance acoustique de 0,00242 μW par cm².

La gamme des intensités des sons perceptibles par l'oreille humaine s'étend de 0 dB (seuil d'audibilité correspondant à environ 0,001 barye) à un maximum de

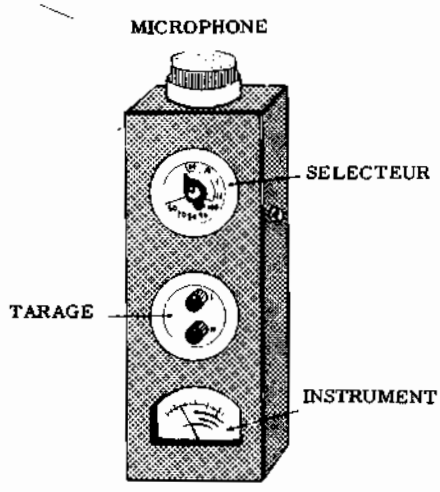


Fig. 4 Exemple de phonomètre portatif, alimenté par une batterie incorporée; le microphone est du type électrostatique.

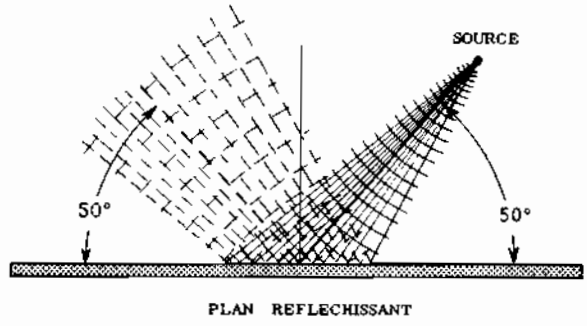


Fig. 5 - Réflexions des ondes sonores incidentes par une surface non absorbante. Comme on le voit, l'angle de réflexion est égal à l'angle d'incidence. Bien entendu, si la surface possède un certain coefficient d'absorption, toutes les ondes ne sont pas réfléchies; une partie est absorbée par la surface.

140 dB. Naturellement, ce dernier niveau dépasse ce qu'on appelle le seuil de sensation douloureuse.

La sensibilité de l'oreille humaine, tant en ce qui concerne le niveau d'écoute normale, que le seuil de sensation douloureuse, varie avec la fréquence de quelque manière qu'on l'exprime, c'est-à-dire en décibel, barye, $\mu W/cm^2$ ou erg/sec. C'est pour cette raison et pour une autre que nous verrons sous peu, que l'établissement des unités de mesure physiologiques d'une rigoureuse exactitude n'étant pas possible, on a choisi une fréquence de référence correspondant à 1 000 Hz. C'est à partir du niveau à cette fréquence que l'on compare les niveaux aux autres fréquences.

Si nous considérons le fait que suivant la fréquence, deux sons ayant la même intensité peuvent donner deux sensations sonores différentes, il est aisé de comprendre la nécessité d'avoir une grandeur définie en relation avec la sensibilité de l'oreille humaine.

On a ainsi créé le « phone » qui, dans la pratique, s'identifie avec le décibel. La seule différence entre les deux grandeurs réside dans le fait que le décibel exprimant une variation d'intensité, le « phone » exprime une variation de sensation sonore.

Comme le montre la **figure 3**, les niveaux en décibels et en « phones » coïncident entre eux pour la fréquence de référence de 1 000 Hz. Pour les autres fréquences, au contraire, tandis que les valeurs en décibel restent constantes, les valeurs en « phones » suivent la caractéristique de l'oreille humaine normale.

Les courbes de la figure 3, établies en 1933 par Flechter et Munson, ont été revues par Robinson et Dadson, en 1956. Ces nouvelles courbes ne diffèrent des précédentes que par la disparition du seuil d'audibilité à 1 000 Hz, que la précision des appareils de mesure de 1933 ne permettait pas de situer exactement.

Les unités et les références nécessaires pour exprimer l'intensité d'un son étant établies, il a été possible de créer des instruments capables d'effectuer la mesure. L'instrument dont on se sert pour évaluer avec une certaine exactitude le niveau d'un son est précisément appelé « phonomètre ».

En règle générale, un phonomètre consiste simplement en un microphone étalonné, relié à l'entrée d'un amplificateur qui possède lui-aussi des caractéristiques déterminées. A la sortie du dit amplificateur on connecte un redresseur (généralement en pont), ayant comme charge la bobine mobile d'un instrument de mesure dont l'échelle est étalonnée directement en décibels ou en « phones ». La **figure 4** en représente un modèle de type portatif.

Le microphone (généralement du type électrostatique), doit avoir une courbe de réponse en fréquence linéaire sur une gamme vaste étendue et précisément sur toute la gamme des fréquences que l'on désire mesurer. L'amplificateur est muni d'un atténuateur, lui aussi étalonné en décibels, qui permet d'établir à l'avance la portée de l'instrument.

Pour effectuer la mesure, on met en marche le phonomètre à une distance déterminée de la source sonore, et, après avoir réglé l'atténuateur de manière à obtenir une déviation franche de l'aiguille de l'instrument de mesure, on effectue la lecture en apportant à la valeur lue la correction indiquée par la position de l'atténuateur.

Les instruments les plus simples, adaptés à la mesure de l'intensité des sons, permettent de mesurer le niveau sonore total de tous les sons perceptibles au point où l'on effectue la mesure, sans aucune distinction de fréquence. Les plus compliqués sont au contraire, munis de filtres spéciaux propres à éliminer (à la sortie du microphone ou dans un étage intermédiaire de l'amplificateur) les fréquences dont on ne veut pas mesurer le niveau. De cette façon, il est possible d'effectuer des mesures très précises, même de sons complexes.

Les applications typiques du phonomètre sont: la mesure du niveau sonore dans les bureaux, le contrôle du bruit des moteurs à explosion, le contrôle de l'acoustique des salles publiques, etc.

Propagation

Si l'on suppose que le son est émis par une source ponctuelle, on peut affirmer qu'il se propage en ondes

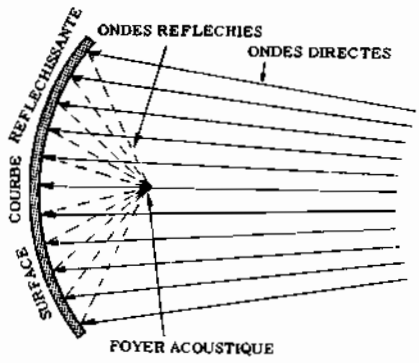


Fig. 6 A - Réflexion des ondes sonores par une surface réfléchissante concave. Le point de convergence des ondes réfléchies se trouve, dans ce cas, sur l'axe.

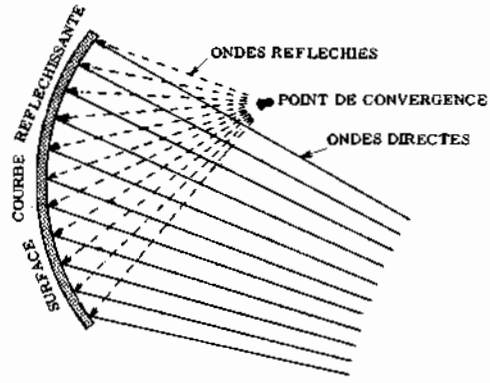


Fig. 6 B - Un cas similaire au précédent; le point de convergence des ondes réfléchies ne se trouve pas sur l'axe de la surface réfléchissante. On a de toute façon un « foyer ».

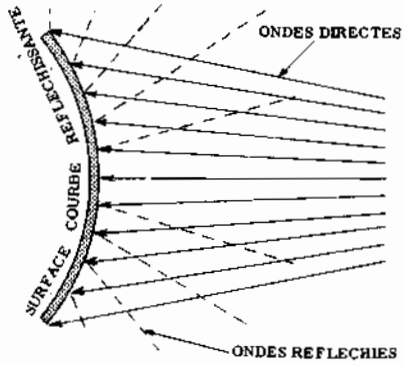


Fig. 6 C - Réflexion d'ondes sonores par une surface convexe.

sphériques, c'est-à-dire dans toutes les directions qui unissent le point de départ avec les points infinis qui constituent la surface d'une sphère imaginaire créée dans l'espace autour du point lui-même.

Si le milieu de propagation est par exemple l'air, le son peut être entendu à distance puisque, nous le savons, chaque onde sonore comporte une série de compressions et de dépressions successives des couches de molécules de l'air environnant. Chaque couche qui subit une pression ou une dépression, provoque le même phénomène dans la couche voisine; c'est cela qui, justement constitue le phénomène de propagation du son.

Evidemment, cette force physique qui s'exerce sur la matière entourant la source sonore, même si une telle matière est d'une faible consistance comme l'est justement l'air, produit une dissipation d'énergie qui, avec le temps, affaiblit l'intensité du son, d'autant plus fortement que la distance de propagation est plus grande.

On peut donc affirmer que le son produit par une source ponctuelle se propage dans l'espace en diminuant progressivement d'intensité, jusqu'à l'extinction complète. On a constaté, dans la pratique, que l'affaiblissement est directement proportionnel au carré de la distance.

La vitesse de propagation du son varie avec les caractéristiques physiques du milieu, c'est-à-dire de sa consistance et de la température relative. En particulier, on a pu constater que la dite vitesse de propagation est maximum dans quelques métaux, moyenne dans d'autres métaux, dans le bois et dans les liquides, et minimum dans les gaz. Le tableau 89 permet de déterminer la vitesse approximative avec laquelle le son se propage dans différentes substances, en considérant que les vitesses énoncées, exprimées en mètres par seconde, se rapportent à une température de 20° C.

En réalité, lorsque la source sonore n'est pas assimilable à un point et possède plutôt, par exemple, les dimensions d'une membrane vibrante, d'une corde ou d'une surface quelconque en mouvement, on peut affirmer aussi que le son émis se propage en ondes sphériques si le milieu de propagation possède des caractéristiques constantes en tous ses points (milieu homogène). S'il n'en était pas ainsi, en faisant fonctionner un haut-parleur, il ne serait possible d'entendre les sons produits par celui-ci que si la personne se trouvait devant la membrane ou, au moins, dans un rayon limité. Nous savons au contraire que les dits sons sont perceptibles en un point quelconque autour d'une source similaire, quoiqu'avec une intensité différente.

Un autre phénomène relatif à la propagation est le suivant: si on écoute la reproduction d'un morceau de musique en se trouvant exactement devant le haut-parleur et si on l'écoute ensuite en se plaçant derrière l'appareil reproducteur par exemple, on note une différence considérable du timbre des sons entendus.

L'expérience a montré qu'une telle diversité de sensations est due au fait suivant: tandis que les fréquences basses sont entendues de la même façon quelles que soient les positions relatives de la source et de l'auditeur, les fréquences élevées, par contre, sont mieux entendues si on les écoute directement devant la source. De cela, on peut déduire que la propagation du son varie aussi avec la fréquence; en d'autres termes, les ondes sonores sont d'autant plus directionnelles que leur fréquence est plus élevée.

Réflexion des sons

Considérons le point de départ d'un faisceau d'ondes sonores et leur propagation dans un secteur déterminé de la sphère où elles se distribuent dans toutes les directions comme l'indique la **figure** 5.

Si, dans l'espace libre existant autour de la source sonore, on dispose d'une surface plane de matière solide, on obtient un phénomène de réflexion. En d'autres termes, les ondes sonores qui heurtent la dite surface sont en partie absorbées par la surface elle-même et en partie réfléchies.

Comme on le voit en observant la figure, l'angle de réflexion est rigoureusement égal à l'angle d'incidence. Nous précisons que par angle d'incidence, on entend

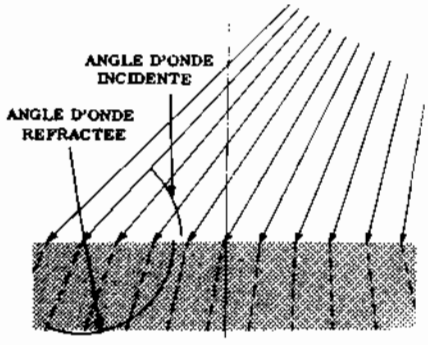


Fig. 7 - Réfraction d'ondes sonores passant d'un milieu ayant des caractéristiques déterminées à un autre (zone foncée), ayant des caractéristiques différentes. L'angle de réfraction dépend de la variation de vitesse du son.

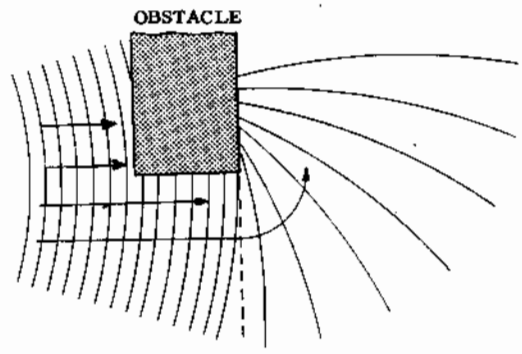


Fig. 8 - Si les ondes sonores rencontrent — dans leur parcours — un obstacle quelconque, elles tendent à le contourner en changeant la direction de propagation en ce point.

l'angle formé par la droite passant par le centre de la source sonore et la perpendiculaire (ou normale) au plan de la surface réfléchissante.

Evidemment si la surface heurtée par les ondes sonores est constituée par un matériau dur, épais et parfaitement poli, on peut affirmer que l'intensité du son réfléchi est presque égale à celle du son incident.

Inversement, si la surface est constituée par un matériau mou, élastique ou poreux, l'intensité du son réfléchi est notablement inférieure à celle du son incident par suite de l'absorption par la surface, d'une partie de l'énergie sonore. C'est pourquoi, pour corriger des défauts éventuels de l'acoustique des salles de spectacle (cinémas, théâtres, salles de concert, salles d'enregistrement, etc.), on utilise souvent des panneaux spéciaux construits avec des matériaux réfléchissants, ou absorbants (selon les besoins), qui empêchent ou favorisent la propagation des sons.

L'effet des surfaces courbes sur les ondes sonores peut être, à bon escient, comparé à celui des miroirs concaves ou convexes sur les rayons lumineux.

Comme on le voit sur les **figures 6-A, 6-B** et **6-C**, il est possible de faire converger les ondes sonores d'une source en un point déterminé, appelé **foyer acoustique**, ou bien de faire en sorte qu'elles puissent se propager en s'écartant, c'est-à-dire en se distribuant sur une surface d'autant plus vaste que la distance est plus grande, après avoir heurté la surface réfléchissante.

Le phénomène de la réflexion des ondes sonores peut aussi être mis en évidence par un phénomène que nous connaissons tous: le phénomène d'écho.

Nous savons que, si l'on émet un son fort dans un espace suffisamment vaste au bout duquel se trouve un obstacle ou surface réfléchissante, on obtient un **écho**, grâce auquel le son original est entendu plus d'une fois.

Les expériences effectuées dans ce domaine ont montré que l'oreille humaine peut entendre deux sons identiques se distinguant entre eux: il suffit qu'il existe entre eux un intervalle de temps d'au moins 1/15 de seconde.

Le tableau relatif à la vitesse de propagation du son dans les différents milieux, montre que la vitesse de propagation dans l'air, à la température d'environ 20°C, est à peu près de 330 mètres par seconde; ce qui signifie que pour que le son réfléchi, puisse atteindre l'oreille de la personne qui écoute en 1/15 de seconde et puisse être distingué du son original, la surface réfléchissante doit être située à une distance de $330 \times 1/15 = 22$ mètres. Evidemment, si la distance est plus grande, l'écho peut se manifester également, avec la seule différence que la seconde sensation aura lieu après un intervalle de temps plus grand.

Inversement, si la distance entre la source sonore et la surface réfléchissante est inférieure à 22 mètres, le phénomène d'écho se produit également, mais sans que la personne en question puisse l'entendre, parce que l'intervalle de temps existant entre le son direct et le son réfléchi est inférieur à 1/15 de seconde.

Il existe des cas, du reste très courants, surtout dans les vallées ou dans les milieux fermés ayant des caractéristiques architecturales déterminées, où l'écho se produit plus d'une fois; cela se produit parce que les ondes sonores émises par la source heurtent successivement différents plans réfléchissants, placés à des distances différentes, ou le même plan plusieurs fois. Naturellement, afin qu'il soit possible d'entendre un écho double ou triple, il est toujours nécessaire que l'intervalle entre une sensation et l'autre ne soit pas inférieur à la limite établie.

Dans les milieux fermés, surtout dans ceux qui ont des dimensions notables, on rencontre souvent des phénomènes de ce genre.

Parfois en outre, la distance entre la source et les surfaces réfléchissantes est tellement voisine de la distance critique, qu'au lieu d'un écho proprement dit, on a la sensation d'une prolongation des sons après que la source ait cessé de les émettre (comme dans le cas typique de l'orgue écouté dans l'église). Dans ce cas, le phénomène prend le nom de réverbération, qu'on

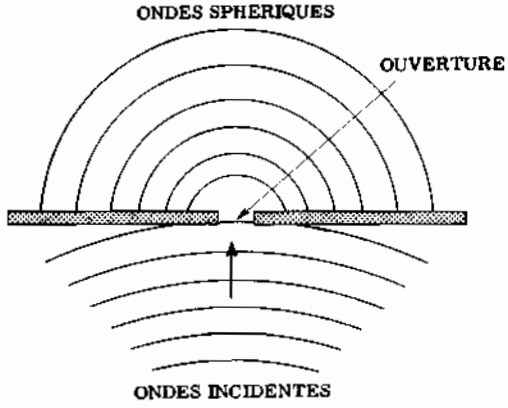


Fig. 9 · Lorsque les ondes sonores rencontrent une surface percée d'un trou de diamètre réduit par rapport à la longueur d'onde, elles se propagent au-delà du trou avec une allure sphérique.

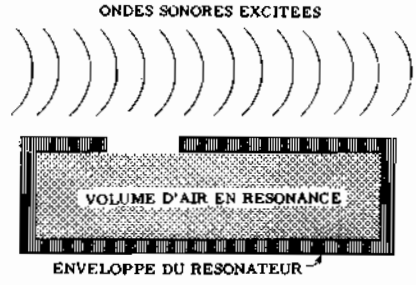


Fig. 10 · Exemple de résonnateur de Heimholtz. Si les ondes sonores qui passent en proximité de l'ouverture ont une fréquence égale à celle de résonance de la masse d'air contenue dans l'enveloppe, celui-ci résonne avec, pour conséquence, un effet d'amplification.

utilise dans certains cas pour créer des effets acoustiques spéciaux. La durée du son perçu après cessation de l'onde directe, est appelée « temps de réverbération » et il s'arrête lorsque l'intensité du son entendu subit une atténuation de 60 dB.

Réfraction des sons

Comme les rayons lunmineux qui passent à travers deux substances différentes, ou les ondes hertziennes, les sons en traversant deux milieux ayant des caractéristiques physiques même légérement différentes, subissent une réfraction. La **figure 7** représente ce phénomène.

La source sonore est située à grande distance. En conséquence, on peut dire que les ondes sonores qui arrivent à la limite de séparation des deux milieux sont planes; en d'autres termes, on peut imaginer que les couches de molécules mises en mouvement par le son se trouvent sur des plans perpendiculaires à la direction du son lui - même.

Si pendant leur parcours, les dites ondes sonores passent d'une zone qui contient de l'air froid, à une autre contenant — par exemple — de l'air chaud, elles subissent une déviation d'autant plus grande que la différence de température est elle - même plus élevée.

Dans ce cas, en prenant comme référence la droite perpendiculaire au plan de réfraction, l'angle d'incidence n'est pas égal à l'angle de réfraction; mais, connaissant les caractéristiques des deux milieux de propagation et, par suite, les vitesses de propagation relatives en appelant v_1 la vitesse du son direct et v_2 la vitesse du son réfracté, on a:

$$\frac{\text{sinus de l'angle d'incidence}}{\text{sinus de l'angle de réfraction}} = \frac{v_1}{v_2}$$

d'où l'on peut tirer la valeur de l'angle de réfraction.

La réverbération du son qui, grâce à l'effet particulier qu'elle produit peut dans certains cas donner au son une caractéristique agréable, a été exploitée pendant ces dernières années dans l'enregistrement de la musique.

Presque tous nous avons eu l'occasion d'écouter un disque où la voix du chanteur se détache du son complexe de l'orchestre, alors qu'il est suivi d'un écho sonore. Mais, dans ce cas, le phénomène est provoqué artificiellement, au moyen de dispositifs électroniques qui envoient à l'entrée de l'amplificateur d'enregistrement deux signaux séparés, dont l'un provient directement du microphone réservé au chanteur et l'autre d'un second microphone, après avoir subi un retard convenablement dosé.

Diffraction des sons

La diffraction est elle aussi un phénomène commun à la propagation des ondes lumineuses, hertziennes et sonores. Elle se manifeste de plusieurs façons ,selon la fréquence de l'onde sonore et la forme de l'objet rencontré.

Dans la pratique, elle se manifeste de la façon suivante: lorsque les ondes sonores rencontrent dans leur parcours un obstacle, qui peut être une surface plane ou un objet de forme quelconque, elles tendent à le contourner, en changeant ainsi la direction.

La **figure 8** représente le cas où l'obstacle est constitué par un objet solide: comme on le voit, les ondes sonores constituées par des couches parallèles d'air en mouvement suivent une direction constante. Lorsqu'elles rencontrent l'objet en question, elles le contournent et changent ainsi, à cet endroit, la direction de leur propagation.

Une autre phénomène caractéristique est représenté par la **figure 9**, où l'on observe que lorsque les ondes sonores rencontrent une surface plane percée d'un trou, elles se propagent au-delà de ce dernier en couches concentriques (propagation sphérique), à condition que le diamètre du trou soit inférieur à la longueur d'onde du son lui-même. Le phénomène est intuitif si l'on considère que chaque point de la circonférence du trou se comporte comme un point quelconque du bord d'un objet que les ondes sonores contournent par diffraction.

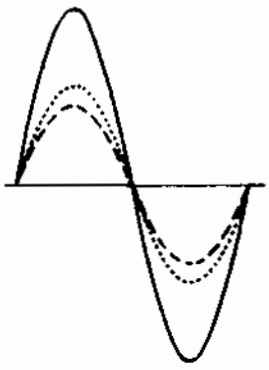


Fig. 11 A - Si deux sons simultanés et de même fréquence sont en phase, les amplitudes s'additionnent.

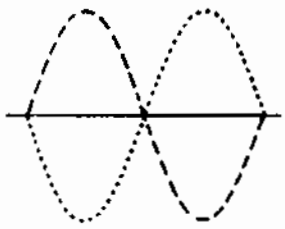


Fig. 11 B - Si, au contraire, ils sont en opposition de phase, les amplitudes se soustraient et la résultante est nulle.

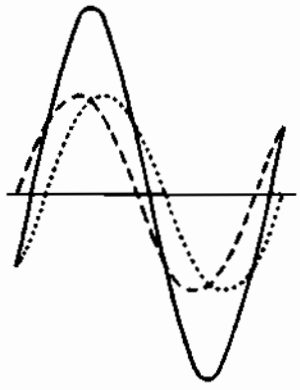


Fig. 11 C - Les cas de superposition de deux signaux égaux et légèrement déphasés. Les amplitudes s'additionnent.

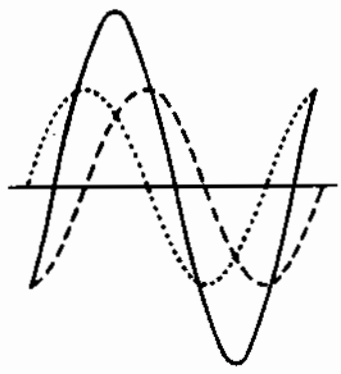


Fig. 11 D - Jusqu'à un déphasage de 90°, on a toujours une addition de l'amplitude des deux signaux.

Phénomènes acoustiques relatifs à la fréquence

En acoustique on rencontre d'autres phénomènes aussi intéressants que ceux que nous avons considérés jusqu'à maintenant. Pour les ondes sonores, comme pour les ondes électromagnétiques, des phénomènes de résonance peuvent se produire entre deux corps vibrants ayant des caractéristiques identiques, ou bien dus à la forme et aux caractéristiques des murs d'un milieu fermé.

On peut en dire autant pour l'interférence entre deux fréquences voisines. Dans ce cas, on obtient des battements, tout comme dans l'étage de conversion de fréquence des récepteurs superhétérodynes.

Résonance. - Si nous accordons deux instruments de musique, par exemple deux guitares, de sorte que chacune des cordes de la première produise la même note que la corde correspondante de la seconde, en pinçant une corde quelconque de l'une des deux guitares, on peut aisément constater que la corde correspondante de la seconde vibre aussi, à condition que la distance entre les deux instruments ne soit pas supérieure à une certaine limite.

On peut constater le même phénomène si la seconde corde est accordée sur une fréquence harmonique de la première; naturellement, dans ce cas, l'intensité du son est moins forte.

Une autre manifestation du phénomène de résonance consiste dans l'amplification du son au moyen de ce qu'on appelle un résonateur. Un cas typique est celui du **résonateur de Helmholtz**, représenté à la **figure 10**. Le principe est le suivant: n'importe quel récipient, fermé de tous les côtés et muni d'une seule ouverture en un point quelconque de la surface extérieure, renferme une masse d'air ayant une fréquence de résonance bien définie. Une telle fréquence est déterminée par la forme et par le volume de l'enveloppe renfermant la masse d'air.

Si l'ouverture pratiquée dans la dite enveloppe est excitée au moyen d'ondes sonores ayant une fréquence égale à celle de résonance de la masse d'air, toutes les molécules d'air contenues entrent en vibration en créant à leur tour des ondes sonores qui, en s'unissant à celles provenant de l'extérieur, provoquent un phénomène d'amplification proprement dit. Si la fréquence des ondes sonores à l'extérieur est modifiée légèrement en plus ou en moins par rapport à celle de résonance, le phénomène ne s'arrête pas brusquement, mais graduellement, jusqu'à ce que la différence entre la fréquence d'excitation et celle de résonance soit telle à provoquer une résonance très faible ou absolument nulle.

Il n'est pas difficile de concevoir intuitivement la raison pour laquelle ce phénomène a été amplement exploité dans le domaine de l'électroacoustique; il permet, en effet, de corriger la réponse en fréquence des haut-parleurs. Une fois que les lois qui régissent le phénomène furent établies, il a été possible de calculer les caractéristiques mécaniques des enceintes où les dits haut-parleurs sont placés, dans le but de concentrer, au moyen de la résonance, les fréquences qui sont reproduites plus difficilement.

Le principe de résonateur de Helmholtz a donc rendu possible l'étude et la réalisation de dispositifs connus sous le nom de **bass-reflex**, dont nous nous occuperons prochainement.

Interférence entre les sons

On obtient une interférence lorsque deux sons qui se propagent dans l'espace se rencontrent, en faisant vibrer la même masse du milieu de propagation.

Si les deux fréquences diffèrent de beaucoup entre elles, on les entend toutes les deux simultanément, sans qu'elles s'influencent mutuellement; nous l'avons vu, lors d'une exécution orchestrale où plusieurs sons sont émis simultanément.

Si, au contraire, les fréquences des deux sons qui se rencontrent sont parfaitement égales, on peut obtenir les phénomènes représentés par la **figure 11**. En **A**, il est aisé de noter que si les deux fréquences sont parfaitement en phase, on a comme résultat une on-

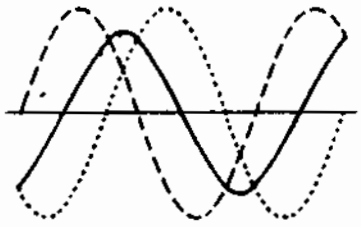


Fig. 11 E - Si le déphasage est supérieur à 90°, on a, au contraire, une soustraction des amplitudes des deux sons simultanés.

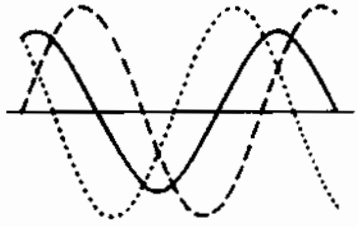


Fig. 11 F - Dans ce cas, le déphasage est plus grand et la résultante a une amplitude plus réduite.

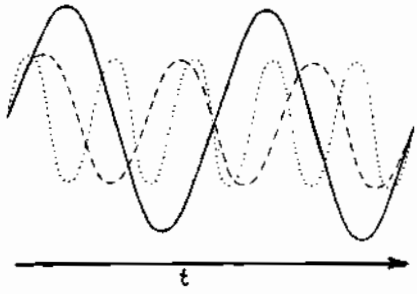


Fig. 12 - Représentation graphique de la formation de battements. La fréquence la plus élevée (en pointillé), accomplit 5 cycles pendant le temps « t ». La plus petite (en trait interrompu) en accomplit trois pendant le même temps. La résultante (en trait continu gras) se compose de 5—3=2 cycles complets.

de sonore unique, ayant la même fréquence et dont l'amplitude équivaut à la somme des deux. La section **B** représente le cas contraire, où la fréquence et l'amplitude sont égales, tandis que la phase est exactement opposée.

Dans ce cas, il est évident que chaque demi-période de l'une des ondes sonores annule celle correspondant à la seconde onde, de sorte que la résultante est nulle.

D'autres cas sont représentés dans les sections **C**, **D**, **E** et **F**, où l'on peut observer ce qui se passe lorsque les deux fréquences, ainsi que les deux amplitudes, sont égales, et le déphasage compris entre 0° et 180°.

Les possibilités dans ce domaine sont infinies, puisque les déphasages entre les deux fréquences et les différences éventuelles d'amplitude peuvent être infinies. En tous cas, en tenant compte du fait que la superposition de deux fréquences égales mais non rigoureusement en phase entre elles, donne naissance à des effets bien différents de ceux qu'on obtient lorsque les ondes sonores sont parfaitement en phase, il est évident que la mise en phase de deux sources sonores (qui fournissent les mêmes sons) situées dans un milieu unique, est extrêmement importante.

Si on considère, par exemple, le cas de deux ou plusieurs haut-parleurs actionnés par le même amplificateur et installés dans le même local, il est clair que si les bobines mobiles sont reliées de façon à provoquer simultanément des compressions et des dépressions de l'air, le son qui se propage devient désagréable à cause de la soustraction des amplitudes, due, à son tour, à l'interférence entre les ondes provenant des différentes unités.

Si deux sons ayant une fréquence légèrement différente, provenant de deux sources distinctes, se rencontrent dans l'espace, on obtient des battements, comme le montre la **figure 12**. Le phénomène est en tout point identique à celui que nous avons expliqué en son temps à propos de la conversion de fréquence dans les superhétérodynes. En effet, les deux sons qui se rencontrent engendrent un troisième son de fréquence égale à la différence entre les deux premiers.

Les causes qui peuvent produire les phénomènes considérés jusqu'à présent sont pratiquement infinies. Il est possible d'obtenir une interférence entre deux sons de même fréquence mais légèrement déphasés, dont l'un est émis par une source sonore unique et l'autre réfléchi par un mur avec un certain déphasage.

Il est également possible que deux haut-parleurs, installés par exemple, dans le même local et connectés entre eux de sorte que les vibrations des deux cônes soient parfaitement en phase, puissent provoquer malgré cela, des interférences désagréables. Le phénomène peut provenir d'une éventuelle différence de la vitesse de propagation des sons émis par les sources, due, à son tour, à des différences de température des deux endroits du local.

L'étude de ces phénomènes a permis d'établir les principes sur lesquels se base l'acoustique architecturale et des salles; ce qui montre que, même si l'on dispose d'un amplificateur à haute fidélité et de haut-parleurs dûment installés dans des meubles ayant des caractéristiques capables de corriger convenablement la courbe de réponse en fréquence, le meilleur résultat ne peut être obtenu que si on veille aussi soigneusement aux caractéristiques du milieu de propagation des sons émis.

NOTES sur l'ACOUSTIQUE des SALLES

Nous avons tous eu l'occasion de constater l'énorme différence qui existe entre l'écoute de la colonne sonore dans une salle de cinéma ne contenant que quelques spectateurs et l'écoute, dans la même salle lorsqu'au contraire toutes les places sont occupées.

D'une manière analogue, nous savons que dans un milieu constitué d'amples voûtes, arcs, coupoles ou arcades, on obtient fréquemment des effets de réverbération du son. Dans les deux cas, la sensation désagréable de retentissement des ondes sonores à cause de laquelle chaque impulsion réverbérée se superpose à celle suivante émise par la source, en compromettant — parfois sérieusement — l'intelligibilité des sons, est

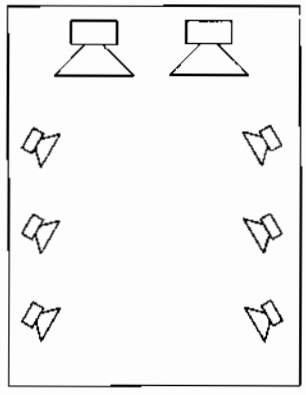


Fig. 13 - Exemple d'installation de haut-parleurs dans une salle cinématographique.

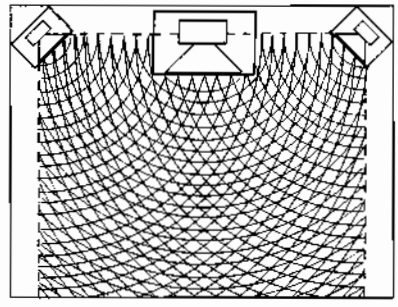


Fig. 14 - Disposition typique d'un haut-parleur destiné aux fréquences basses (au centre), et de deux plus petits réservés aux fréquences élevées du spectre sonore (sur les côtés), dans un local privé de dimensions moyennes. La distribution des ondes sonores y est représentée.

due à l'absence d'absorption de la part des murs.

Normalement, une salle de théâtre ou de cinéma a une longueur supérieure à 22 mètres et alors, on devrait inévitablement avoir un écho capable d'altérer gravement la propagation des sons émis par les haut-parleurs.

Dans la pratique, tout cela n'arrive pas parce que dans ces locaux les murs et le plafond sont revêtus, comme on peut l'observer aisément, de panneaux spéciaux appelés « antiréverbérants » constitués d'un matériau ayant des caractéristiques telles qu'il absorbe la majeure partie de l'énergie sonore, et n'en réfléchit qu'une petite partie seulement.

Dans les salles de concert et dans les théâtres où une propagation idéale est nécessaire, afin de permettre l'écoute en tous les points accessibles, en plus de panneaux antiréverbérants et de toiles disposés le long des murs, on note souvent la présence d'un tapis mou qui recouvre complètement le plancher. Un autre facteur qui contribue notablement à l'élimination des effets de réverbération du son, réside dans le fait que tous les sièges sont revêtus d'étoffe, ou rembourrés.

Afin d'obtenir une bonne reproduction des ondes sonores, particulièrement au cas où celles-ci proviennent d'un ou de plusieurs haut-parleurs installés dans le même local, il est indispensable que ceux-ci soient fixés à une certaine distance du plancher, de préférence au moyen de dispositifs en bois, afin d'éviter des vibrations métalliques qui pourraient se superposer à celles qu'on désire rayonner.

On sait que les ondes sonores sont d'autant plus directionnelles que leur fréquence est plus élevée. Pour cette raison, parfois, dans les installations à haute fidélité que nous traiterons à fond plus tard, on utilise en général deux haut-parleurs destinés à la seule reproduction des ondes sonores de fréquences basses et moyennes, tandis qu'on utilise plusieurs haut-parleurs aptes à la reproduction des fréquences élevées seulement, installés en différents points du local.

Dans ce cas, non seulement on veille soigneusement à la mise en phase des dits haut-parleurs, comme nous l'avons dit précédemment, mais on revêt les murs de panneaux ou de matériaux antiréverbérants, de manière à exercer leur influence particulière sur les fréquences les plus aiguës. De la sorte, tandis que les fréquences graves se propagent dans toutes les directions grâce à leur caractéristique propre, qu'elles proviennent d'une seule ou de deux sources sonores; les fréquences aiguës sont au contraire, distribuées uniformément dans tous les sens. La **figure 13** représente une disposition de haut-parleurs dans une salle prévue pour une centaine de personnes.

Dans le cas de l'installation d'un ensemble de sonorisation de puissance réduite, comme ceux que l'on rencontre normalement dans les maisons particulières (récepteurs de radio, électrophones, amplificateurs de cinéma du type amateur, etc.), il convient d'observer les mêmes précautions qu'on observe dans les locaux de dimensions considérables.

En général, les appareillages de ce type sont installés dans un salon où normalement, on recouvre le plancher d'un large tapis et on installe des tentures tant devant les fenêtres que devant les portes d'entrée.

Dans un local similaire, ayant les dimensions d'environ quatre mètres de longueur, trois de largeur et trois ou quatre de hauteur, on préfère généralement installer un seul haut-parleur pour les notes basses et deux pour les notes aiguës, comme l'indique la **figure 14**. On obtiendra ainsi une distribution assez uniforme de toute la gamme des fréquences acoustiques et, étant donné les dimensions réduites de la salle, l'absorption sera normale tant pour le nombre minimum que maximum des auditeurs.

Dans une prochaine leçon, nous nous occuperons des équipements basse fréquence modernes, à savoir les appareils propres à la reproduction stéréophonique. Dans ceux-ci, le danger de réverbération et d'interférence prend une importance plus grande, étant donné que de tels inconvénients tendent à annuler les avantages de ce système.

Leçon n° 113

MESURES sur les AMPLIFICATEURS BASSE FREQUENCE

Les appareils de mesure les plus utiles pour l'étude (mise au point) et la réparation des circuits d'amplification basse fréquence sont, sans aucun doute, l'oscilloscope, le générateur de signaux d'ondes carrées ou sinusoïdales et, enfin, le voltmètre à tube. Dans cette leçon, nous examinerons une série de mesures qu'on peut réaliser à l'aide de tels instruments, sur les amplificateurs. Avant de décrire les techniques de mesure et d'essai, signalons les précautions générales suivantes:

1 - Avant de mettre en marche un amplificateur, il est nécessaire que sa sortie soit normalement chargée: sans cela, on peut risquer d'endommager sérieusement le tube final et le transformateur de sortie. Lorsque l'on effectue des essais purement qualitatifs (bande passante, etc...), la charge doit coïncider exactement avec l'impédance de charge optimum de l'étage de sortie de l'amplificateur, et par conséquent, elle peut être constituée par le haut-parleur lui-même ou par une résistance équivalente à l'impédance de la bobine mobile, mesurée à 400 Hz.

2 - Quand on effectue des mesures quantitatives et que l'on applique à l'entrée de l'amplificateur le signal provenant d'un générateur, il est conseillé de s'assurer que l'impédance d'entrée de l'amplificateur et celle de sortie du générateur soient adaptées parfaitement: dans le cas contraire, les résultats obtenus pourraient être faussés, en particulier lorsque les impédances en question sont faibles. En utilisant, au contraire, une entrée à impédance élevée, on peut, dans certaines limites, tolérer une adaption moins rigoureuse.

REPARATION des AMPLIFICATEURS

Si un amplificateur basse fréquence ne fonctionne pas correctement, ou s'il fournit une faible puissance de sortie, sa réparation est facile lorsqu'on dispose d'un oscilloscope, d'un générateur de signaux et, enfin, d'un voltmètre à tube.

Les premières mesures à réaliser sont celles de caractère général, que l'on effectue à l'aide d'un voltmètre. Elles se rapportent principalement à la vérification des tensions des électrodes des tubes, et en particulier des tensions de chauffage d'alimentation anodique.

Si tout semble en ordre, on commence à relier la sortie du générateur de signaux à l'entrée de l'amplificateur. Le dit générateur peut être constitué d'un oscillateur B.F. quelconque, à ondes sinusoïdales ou carrées. On peut utiliser aussi le signal disponible à la sortie B.F. de l'oscillateur modulé ou la tension alternative à 50 Hz provenant de la sortie correspondante généralement présente sur les oscilloscopes.

Une fois que la tension d'entrée de l'amplificateur est réglée de façon qu'elle ne soit ni trop élevée ni trop faible on applique l'oscilloscope à l'entrée du premier étage d'amplification, c'est-à-dire entre la grille du premier tube amplificateur et la masse.

On doit alors constater, la présence du signal, quoiqu'avec une amplitude plus petite que celle existant à la sortie du générateur, parce que les circuits d'entrée introduisent toujours une certaine atténuation qui est assez considérable dans le cas où l'on a un correcteur de tonalité. Si aucun signal n'est présent, on doit examiner avec attention les circuits RC d'entrée, jusqu'à ce que l'on trouve la liaison interrompue ou le composant détérioré.

Si, au contraire, tout est en ordre, on commence l'analyse successive des circuits, en appliquant l'oscilloscope à la sortie du premier étage, c'est-à-dire entre la plaque du premier tube amplificateur et la masse. Ici également, si aucun signal n'est présent, il faut examiner tous les circuits et vérifier l'état du tube, tandis que si le signal est régulièrement présent, convenablement amplifié, on peut poursuivre l'examen des étages successifs en suivant le même processus, jusqu'à ce que l'on rencontre un étage à la sortie duquel le signal y est absent ou présente une amplitude insuffisante. Remarquons que tous les étages, sauf quelques types d'inverseurs de phase, doivent apporter une notable augmentation de l'amplitude du signal.

Après avoir localisé l'étage qui ne fonctionne pas régulièrement, il est probable qu'un simple examen visuel soit suffisant pour trouver des composants défectueux comme, par exemple, des résistances brûlées. Ensuite, on doit vérifier toutes les tensions; si l'une de ces dernières est absente ou a une valeur qui diffère fortement de celle prévue, on doit mesurer, après avoir éteint, l'amplificateur, la résistance correspondante. On doit contrôler enfin l'état du tube.

MESURES de RONFLEMENT et de BRUIT

Pour ces mesures aussi il convient d'utiliser un oscilloscope en sorte qu'aucun signal ne soit présent à l'entrée de l'amplificateur et, ensuite, il faut explo-

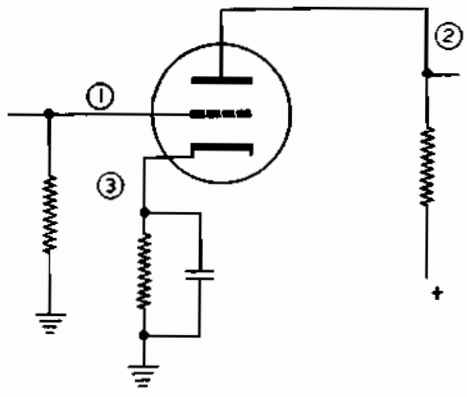


Fig. 1 - Si l'ocilloscope révèle la présence d'un ronflement au point 2 (anode), et non au point 1 (grille), il est probable qu'on le rencontre aussi au point 3 (cathode).

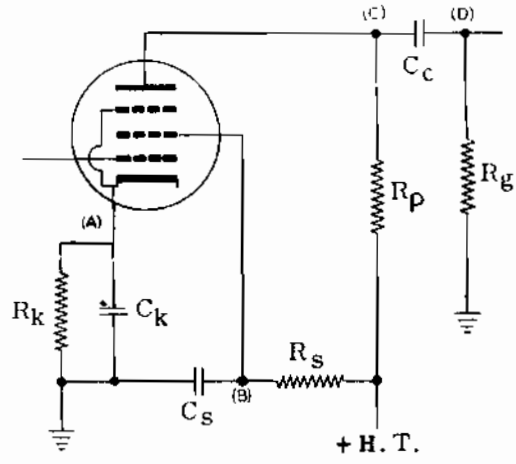


Fig. 2 - Vérification des condensateurs au moyen de l'oscilloscope. Le signal doit être présent en C et en D, et absent en A et en B.

rer tous les points du circuit pour vérifier l'éventuelle existence de signaux alternatifs parasites. Pour un tel examen, on commence en général par la sortie de l'étage d'alimentation. Souvent, en effet, le ronflement est dû à un filtrage insuffisant de la tension anodique qui détermine la présence, dans les circuits d'anode des tubes, d'un signal de fréquence 50 ou 100 hertz.

Si la sortie de l'étage d'alimentation est dépourvue de composante alternative, le ronflement est déterminé par d'autres causes et il faut examiner, à l'aide de l'oscilloscope, tous les étages, jusqu'à ce que l'on trouve le responsable.

Il faut noter qu'au fur et à mesure que l'on remonte de l'étage final vers les étages précédents, l'amplitude de la tension de ronflement diminue notablement et il faut alors augmenter la sensibilité du canal vertical de l'oscilloscope.

Le ronflement à 50 Hz est dû fréquemment aux couplages, intérieurs ou extérieurs, entre les circuits de cathode et ceux de filament, à l'absence de blindage, aux circuits de grille ouverts, au déséquilibre du circuit redresseur. Le ronflement à 100 Hz est au contraire, dû directment ou indirectement à la composante d'ondulation existant à la sortie du redresseur.

Il est possible qu'à l'intérieur d'un tube, des pertes capables d'apporter un ronflement à 50 Hz, se produisent entre la cathode et le filament. Considérons le schéma de la **figure 1**: si, à un examen oscilloscopique, on constate la présence d'un ronflement au point 2, alors que sur la grille (point 1) on n'a aucun signal alternatif parasite, il faut appliquer les bornes de l'oscilloscope sur la cathode du tube, pour vérifier si en ce point il existe un ronflement.

Orientation des transformateurs d'entrée

Dans plusieurs amplificateurs de type commercial, il existe des transformateurs d'entrée, employés surtout pour l'adaptation de l'entrée microphonique. La position de ces composants est critique, et elle est choisie, lors du montage, de telle sorte que le ronflement produit soit réduit au maximum. Dans le cas où la position du transformateur varie accidentellement, il faut pourvoir à son orientation, en suivant le processus indiqué ci-dessous:

1 - connecter l'oscilloscope de façon que l'on puisse observer sur l'écran le signal présent à la sortie de l'amplificateur.

2 - En l'absence de signal à l'entrée, tourner le bouton du contrôle de volume de l'amplificateur au maximum. Dans ce cas, le ronflement devrait déterminer sur l'écran de l'oscilloscope une trace lumineuse visible. Les contrôles de tonalité de l'amplificateur doivent être dans la position pour laquelle on obtient le ronflement maximum.

3 - Faire varier, graduellement et méthodiquement, la position du transformateur d'entrée jusqu'à ce que l'on obtienne celle qui correspond à l'amplitude minimale du ronflement. Ensuite, fixer le transformateur dans cette position.

On peut utiliser la même technique lors de l'étude et de la construction d'un amplificateur. Dans ce cas on peut l'étendre aussi à la recherche de la position optimale des éventuels transformateurs interétages, ainsi que du transformateur de sortie.

Essai des condensateurs de filtrage et de couplage

Le bon fonctionnement des condensateurs de filtrage ou de couplage peut être aisément et rapidement contrôlé à l'aide de l'oscilloscope. La **figure 2** montre un étage amplificateur typique à pentode à couplage par résistance et capacité. Pour essayer les condensateurs de couplage et de découplage que comporte cet étage, on doit introduire à l'entrée un signal à fréquence acoustique, de préférence comprise entre 400 Hz et 1 000 Hz.

La vérification du condensateur de découplage du circuit de cathode peut être effectuée en reliant l'entrée verticale de l'oscilloscope au point A: la présence du signal en ce point indique que le condensateur est complètement ou partiellement coupé.

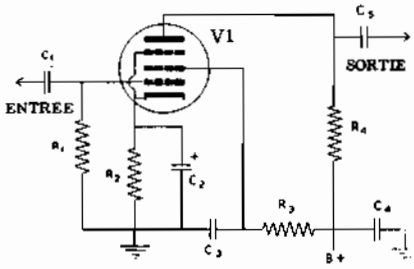


Fig. 3 A - Contrôle de la réponse en fréquence d'un étage amplificateur. Le signal pénètre entre C1 et la masse et est recueilli entre C5 et la masse.

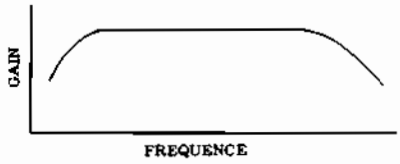


Fig. 3 B - Courbe de réponse de l'étage amplificateur de la figure 3 A. Remarquer la portion linéaire.

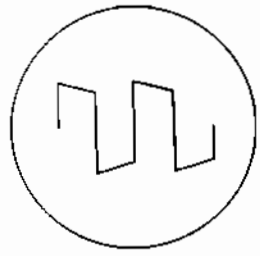


Fig. 4 A - Distorsion d'un signal à onde carrée, due à une mauvaise transmission des fréquences basses de la bande.

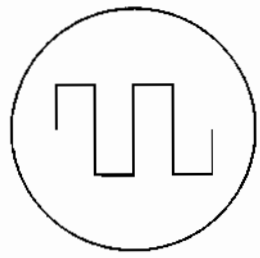


Fig. 4 B - Au-delà de la fréquence limite inférieure de la bande, l'onde carrée ne subit aucune distorsion.

Une mesure du même type, réalisée au point B, nous donne des indications concernant le condensateur de découplage de la grille écran.

Pour essayer, au contraire, le condensateur de couplage Cc, il faut déterminer les amplitudes relatives du signal au point C et au point D. L'éventuelle chute d'amplitude du signal, constatée au point D, indique que le condensateur de couplage est coupé. Pour déceler la présence de courts-circuits à l'intérieur de dits condensateurs, il n'y a pas lieu d'employer l'oscilloscope. En effet, un court-circuit du condensateur de découplage de la grille écran, provoque l'élimination de la résistance correspondante et l'absence de tension sur cette électrode.

Pour Cc et Ck, une mesure de tension est également suffisante; si entre le point A et la masse il n'existe aucune différence de potentiel, le condensateur Ck est en court-circuit et, de même s'il n'existe aucune différence de potentiel entre les points C et D, le condensateur Cc est en court-circuit.

Essai sur les contrôles de volume et de tonalité

Les potentiomètres des systèmes de contrôle de volume et de tonalité peuvent, après un certain usage de l'amplificateur, devenir des sources de bruit. Souvent on peut le remarquer à l'oreille, en faisant tourner rapidement dans un sens ou dans l'autre le potentiomètre soupçonné.

Pour effectuer l'essai à l'aide de l'oscilloscope, il faut relier le curseur du potentiomètre à l'entrée verticale. En présence d'un signal à fréquence acoustique de faible amplitude, appliqué à l'entrée de l'amplificateur, observer la figure qui apparaît sur l'écran de l'oscilloscope lorsqu'on fait tourner rapidement en avant et en arrière le potentiomètre. L'amplitude du signal qui apparaît sur l'oscillographe, doit varier proportionnellement à la rotation du potentiomètre et ne pas présenter de discontinuité.

La présence de variations d'amplitude ne correspondant pas à la rotation du potentiomètre, de sursaut de l'image ou de perturbations de la figure, révèlent que le potentiomètre en question introduit du bruit.

Quelquefois, le bruit introduit par un potentiomètre de contrôle de tonalité ou de volume est dû simplement à la présence de poussières ou d'autres matériaux qui se sont déposés sur la couche résistive sur laquelle glisse le curseur.

Dans ce cas, il n'y a pas toujours lieu de remplacer le potentiomètre; souvent, il est suffisant d'injecter au moyen d'un compte-gouttes ou d'une seringue, une quantité réduite de tétrachlorure de carbone à l'intérieur du potentiomètre et, ensuite, de le faire tourner fortement dans les deux sens.

Si, après un tel essai on peut encore remarquer des irrégularités de fonctionnement, le potentiomètre doit, sans délai être remplacé.

RELEVE de la BANDE PASSANTE

Un générateur d'ondes carrées est l'instrument le plus apte à déterminer rapidement la réponse en fréquence d'un amplificateur, ou d'un simple étage d'amplification.

En observant le signal à onde carrée après son passage à travers l'amplificateur en essai, on peut faire immédiatement une série d'observations intéressantes qui, si on utilisait des signaux sinusoïdaux, demanderaient un travail moins aisé et plus long.

Voyons maintenant le procédé de mesure relatif à la détermination de la bande passante. Considérons l'étage amplificateur indiquée par la **figure 3-A**. Il s'agit d'un étage à couplage RC courant, utilisé dans la plupart des amplificateurs; sa courbe de réponse est donnée par la figure 3-**B**. Pour déterminer la réponse en fréquence d'un tel amplificateur, on doit connecter le générateur d'ondes carrées à l'entrée, c'est-à-dire entre la borne libre du condensateur C1 et la masse, et l'oscilloscope à la sortie, c'est-à-dire entre la borne libe du condensateur C5 et la masse.

On applique ensuite, des signaux de différentes fréquences à l'entrée, en observant chaque fois la courbe correspondante que l'on obtient à la sortie.

Il est important de régler soigneusement le niveau

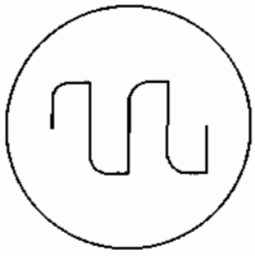


Fig. 5 A - On a une distorsion de ce genre, si la réponse aux fréquences élevées est mauvaise.

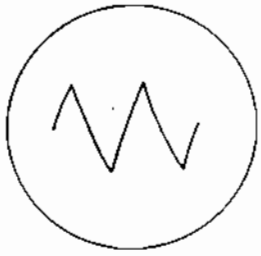


Fig. 5 B - Lorsqu'on a un notable affaiblissement des harmoniques les plus élevées, l'onde carrée devient triangulaire.

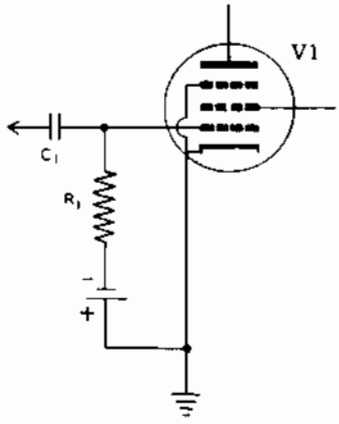


Fig. 6 - Exemple de polarisation de grille obtenue en insérant une batterie entre la grille et la masse.

du signal dirigé vers l'étage (sortie du générateur). Si on connait la sensibilité de l'amplificateur en essai — et la tension du signal fourni — il est suffisant de régler cette tension à une valeur presque égale à la sensibilité de l'amplificateur.

Si ces indications ne sont pas connues, employer la plus petite tension de sortie du générateur, capable de donner une figure appréciable sur l'écran de l'oscilloscope. En augmentant fortement la tension, on risque de surcharger un étage quelconque d'amplification.

Pour les fréquence très basses, de l'ordre de quelques dizaines de hertz, le signal de sortie apparait comme l'indique la **figure 4-A**.

Comme nous le savons déjà, c'est justement une telle distorsion qu'une onde carrée subit pendant le passage à travers un amplificateur ayant une limite inférieure de la bande passante supérieure à la fréquence fondamentale du signal.

En augmentant graduellement la fréquence, le signal de sortie prend la forme de la figure **4-B**. Le passage de l'onde 4-A à l'onde 4-B, même s'il n'est pas brusque mais graduel, permet de déterminer, avec une grande exactitude, l'extrémité inférieure de la bande passante de l'amplificateur.

Pendant la première partie de la portion linéaire de la caractéristique de fréquence, le signal de sortie maintient son allure idéale, c'est-à-dire qu'il correspond exactement au signal d'entrée. Pour les fréquences relatives à la partie supérieure de la bande passante, le signal obtenu commence à avoir des angles arrondis, jusqu'à prendre une allure presque triangulaire pour les fréquences voisines de la limite supérieure de la bande (**figure 5-A** et **5-B**).

Tandis que pour la détermination de l'extrémité inférieure il n'y a aucun doute, parce qu'elle correspond à la plus basse fréquence du signal transmis sans distorsion, pour l'extrémité élevée il faut d'abord déterner le nombre d'harmoniques supérieures que l'on considère comme suffisant pour représenter avec exactitude une onde carrée.

On a établi qu'une onde carrée est représentée avec une approximation suffisante par ses **dix** premiers harmoniques, et par conséquent, pour déterminer l'extrémité supérieure de la bande passante, il suffit de multiplier par 10 la fréquence maximum du signal qui sort de l'amplificateur sans aucune distorsion, c'est-à-dire avec les arrêtes bien marqués.

Par exemple, supposons que les fréquences limites qui sont amplifiées sans altération soient de 50 Hz et de 2 kHz. Cela signifie que la bande passante s'étend de 50 Hz à 10 × 2 kHz, c'est-à-dire de 50 Hz à 20 kHz.

Après avoir vu comment l'on peut déterminer la bande passante, prenons en considération le problème de l'élargissement de la dite bande.

Amélioration de la réponse aux fréquences basses

La réponse aux fréquences basses dépend principalement de la capacité des condensateurs de couplage, C1 et C5, de la valeur de la résistance de grille, R1, ainsi que des deux condensateurs de fuite, C2 et C3, branchés dans les circuits de cathode et de grille écran (figure 3-A).

En général, plus les valeurs des composants mentionnés ci-dessus sont élevées, plus la réponse aux fréquences basses est étendue. Cependant, ce qui est important, ce n'est pas la valeur des condensateurs et des résistances considérés séparément, mais le produit RC, appelé « constante de temps » du circuit.

Par exemple, en considérant toujours l'étage de la figure 3-A, la constante de temps du circuit d'entrée est donnée par le produit C1 × R1; pour une bonne reproduction des fréquences basses, les différentes constantes de temps doivent être autant que possible élevées.

D'après ces considérations, on obtiendrait les conditions idéales de couplage au moyen de capacités de couplage et résistances de grille infinies. Dans la pratique, le fonctionnement correct de l'étage dans lequel le circuit de grille présente une résistance infinie, ou, comme on dit couramment, est en « l'air », est impossible: dans ce cas en effet, la grille n'est plus polarisée.

Les meilleures conditions de transfert du signal d'un

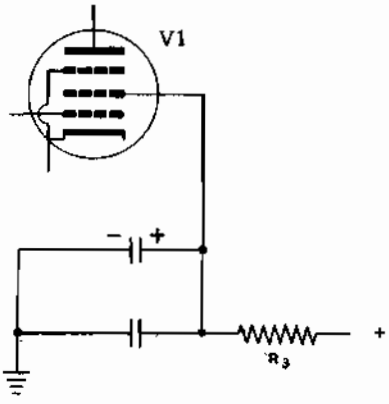


Fig. 7 - Elimination des effets de l'inductance parasite des condensateurs électrolytiques à forte capacité, au moyen d'un condensateur au papier branché en parallèle de capacité plus petite.

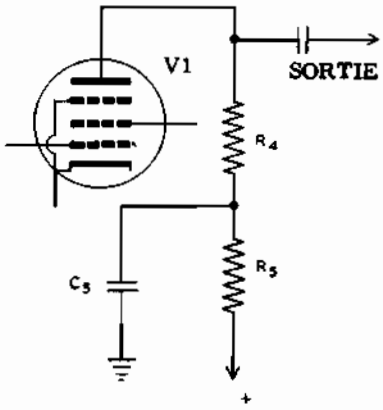


Fig. 8 - Circuit anodique de compensation. Les valeurs de C5 et de R5 sont telles que R5 fasse partie de la charge, uniquement aux fréquences basses.

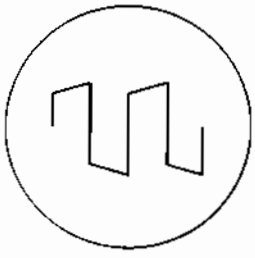


Fig. 9 - Si la valeur de C5 (figure 8) est insuffisante, ou celle de R5 est excessive, on peut obtenir l'effet contraire à celui recherché (atténuation des notes graves).

étage à l'autre, s'obtiennent par couplage direct, dont nous avons déjà parlé à plusieurs reprises. Il permet (par exemple, dans le cas des oscilloscopes) d'étendre la bande passante jusqu'au courant continu. Toutefois, le couplage direct comporte l'inconvénient déjà cité: la tension de grille d'un étage doit être égale à la tension de plaque de l'étage précédent.

C'est pourquoi, la tension d'anode de chaque étage doit être plus élevée que celle de l'étage précédent, ce qui impose des limites au nombre de couplages directs qu'on peut adopter dans un amplificateur, étant donné que la valeur maximum de la tension d'alimentation disponible est limitée.

Le condensateur de découplage de cathode, peut être — pour augmenter la constante de temps relative — un électrolytique à forte capacité. Toutefois, on préfère quelquefois utiliser la tension fournie par une batterie spéciale, pour obtenir la polarisation, comme le montre la **figure 6**; dans ce cas, la cathode est reliée directement à la masse; le circuit est analogue à celui à couplage direct que nous avons décrit à propos du circuit de grille, et il apporte les mêmes avantages.

En ce qui concerne le condensateur de découplage de la grille écran, C3, il convient aussi que sa capacité soit élevée.

L'emploi des condensateurs électrolytiques, toutefois, n'est pas à conseiller dans ce cas, parce que ces condensateurs présentent, en général, une inductance parasite élevée qui diminue l'efficacité du condensateur pour les fréquences élevées. Il est donc nécessaire d'utiliser des condensateurs au papier de forte capacité, ou bien de brancher, en parallèle avec l'électrolytique, un condensateur au papier pour faciliter l'écoulement à la masse des fréquences élevées, comme on peut le voir sur la **figure 7**.

Les techniques considérées jusqu'à présent sont excellentes, mais elles comportent souvent des difficultés pratiques, tant à cause du coût élevé des composants, que de la difficulté de les mettre en oeuvre.

Afin d'éviter de tels inconvénients, on peut avoir recours au circuit de compensation représenté par la **figure 8**. Les valeurs de C5 et R5 sont choisies de telle sorte que R5 fasse partie de la charge aux fréquences les plus basses, tout en n'ayant qu'une influence négligeable aux fréquences moyennes et élevées.

De cette façon, le signal de la figure 4-A, obtenu à l'extrémité inférieure de la bande passante, peut se transformer en celui de la figure 4-B, d'allure idéale. On a donc ainsi obtenu une amélioration réelle de la bande passante.

Les valeurs de C5 et de R5 ne peuvent pas être calculées d'avance; on doit les choisir expérimentalement en observant sur l'oscilloscope la forme d'onde d'un signal rectangulaire à fréquence basse. Elles sont plutôt critiques et elles peuvent donner lieu, si C5 est trop petit ou R5 trop élevée, à une distorsion en sens opposé, du type de celle déjà connue et indiquée à la **figure 9**.

Amélioration de la réponse aux fréquences élevées

La réponse d'un amplificateur aux fréquences élevées est limitée normalement par l'effet de la capacité parasite totale aux bornes de la résistance de charge du tube. Cette capacité est due aux capacités de câblage, à la capacité interne plaque-cathode du tube et, enfin, à la capacité grille-cathode du tube de l'étage suivant.

La réactance que ces capacités offrent aux fréquences les plus élevées, abaisse la valeur de la résistance de charge R4. Etant donné que les capacités mentionnées ci-dessus sont disposées en parallèle avec la charge anodique, la charge effective diminue et le gain en fait autant.

La meilleure solution consiste à diminuer la résistance de charge: c'est vrai qu'on obtient aussi une diminution du gain total, mais on a, par contre, un élargissement de la bande passante (**figure 10**).

Lorsqu'il n'est pas possible de diminuer la valeur de la résistance de charge, on doit avoir recours à **des inductances de correction** (**figures 11-A** et **11-B**).

Dans un cas la bobine est branchée en série et dans l'autre en parallèle avec la capacité parasite totale, quelquefois on emploie aussi des combinaisons série-parallè-

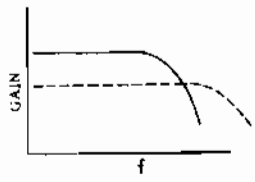


Fig. 10 - En diminuant la valeur de la résistance de charge, on obtient un gain plus petit et un élargissement de la bande de passante.

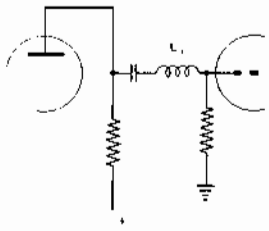


Fig. 11 A - Adjonction d'une inductance de correction (L1) en série avec la capacité parasite totale. Sa résistance sur les fréquences élevées améliore la réponse.

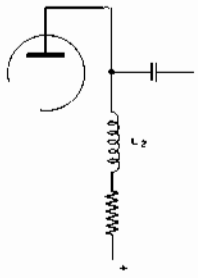


Fig. 11 B - Dans ce cas, la bobine de correction (L2) est en parallèle avec la capacité parasite (en série avec la résistance de charge). L'effet se traduit toujours par un élargissement de l'extrémité supérieure de la bande passante.

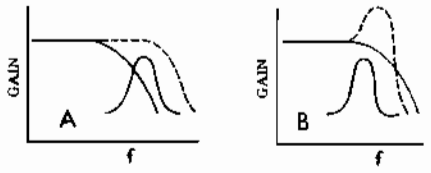
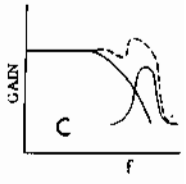


Fig. 12 - En A, amélioration de la réponse par effet de l'inductance de correction. En B et C on a illustré les inconvénients dûs à une valeur non adaptée de la fréquence de résonance.



le. Dans les deux cas l'action est la même: les bobines forment un circuit résonnant (série dans le cas de la figure 11-A; parallèle dans le cas de la figure 11-B) dont le condensateur est constitué par la capacité parasite totale, et le dit circuit résonnant contribue à augmenter le gain de l'amplificateur aux fréquences élevées.

Par conséquent, si la fréquence de résonance de la bobine est choisie convenablement, on obtient une extension de la portion linéaire de la courbe réponse vers l'extrémité supérieure (**figure 12-A**). Les ondes carrées qu'on obtient à la sortie n'ont plus les angles arrondis, comme le montre la **figure 13-A**.

Naturellement, la fréquence de résonance doit être choisie convenablement: dans le cas contraire, on obtient des courbes du type de celle représentée en ligne pointillée sur les figures 12-**B** et **C**.

Elles représentent, respectivement, le cas où la fréquence de résonance de la bobine de correction est trop basse (à l'intérieur de la portion droite de la caractéristique), ou bien trop élevée. Dans le cas de la figure 12-B on obtient un signal à la sortie ayant l'allure de la figure 13-**B**.

Quelquefois, il peut se produire aussi une oscillation amortie (figure 13-**C**). Si la fréquence de résonance est trop élevée on obtient, au contraire, une oscillation superposée au signal carré et distorsion (figure 13-**D**).

Il peut arriver que le facteur de mérite de la bobine de correction « Q » soit trop élevé; dans ce cas, on a aussi des figures du type 13-B ou 13-C. Il faut alors connecter une résistance d'amortissement en parallèle avec la bobine (**figure 14**).

MESURE de DISTORSION

Une des mesures les plus intéressantes qu'on peut effectuer sur les amplificateurs, se rapporte à la distorsion. L'importance de cet essai vient du fait qu'il indique directement la fidélité de l'appareil.

Les méthodes standard de mesure de la distorsion sont basées sur les considérations techniques suivantes:

1) Une onde sinusoïdale absolument dépourvue de distorsion — ayant une fréquence bien déterminée — est appliquée aux bornes **d'entrée** de l'amplificateur qu'on veut essayer.

2) La **sortie** de l'amplificateur est branchée à un circuit où la fréquence fondamentale du signal appliqué à l'entrée est éliminée à travers un filtre passe-bas spécial.

3) Si dans le signal il n'y a aucune harmonique, on n'aura aucune tension à la sortie du filtre. Au contraire, en cas de présence de composantes harmoniques, on aura une tension parce que, le filtre étant accordé de façon à empêcher uniquement le passage de la fondamentale, les harmoniques, elles, seront transmises. En d'autres termes, à la sortie on aura une tension mesurable. Cette tension indiquera que l'amplificateur a déformé le signal appliquée à l'entrée.

4) La dite tension de distorsion est mesurée, et le taux de distorsion harmonique est égal au rapport entre la tension harmonique et la somme géométrique de cette dernière et de la fondamentale. Dans ce rapport, les deux tensions doivent être mesurées avant et après le filtre: la mesure peut être effectuée soit à l'aide d'un oscilloscope, soit avec un voltmètre à tube. Elle doit être répétée à différentes fréquences convenablement choisies dans la gamme des fréquences acoustiques.

Ce système est à la base de tous les instruments de mesure de la distorsion, en commerce.

Nous devons signaler que les difficultés auxquelles on se heurte pendant la mesure que nous venons de décrire sont nombreuses. Tout d'abord, il faut que le générateur de signaux puisse fournir une tension parfaitement sinusoïdale: les instruments de ce genre coûtent assez cher.

Une autre difficulté sérieuse concerne l'emploi des filtres. Un filtre idéal, destiné à la mesure de la distorsion harmonique, devrait être capable d'éliminer complètement la fondamentale, tout en permettant la transmission de toutes les harmoniques supérieures. Un filtre présentant de telles caractéristiques doit avoir une bande passante nettement définie, qui permette des mesures de distorsion harmonique précises, jusqu'à

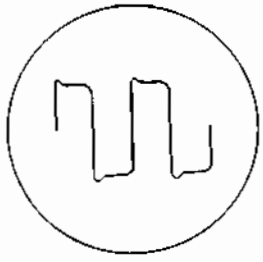


Fig. 13 A - Au moyen d'une fréquence de résonance adaptée, les ondes carrées de la figure 4-A, présentes à la sortie, ont une forme améliorée.

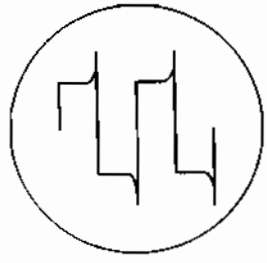


Fig. 13 B - Avec une exagération des fréquences élevées, les ondes carrées prennent la forme indiquée, c'est-à-dire sont affectées de distorsion.

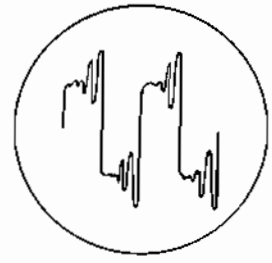


Fig. 13 C - Si la fréquence de résonance de la bobine de correction est mal adaptée, il peut se produire des oscillations parasites amorties.

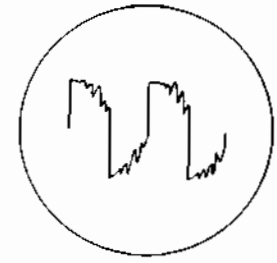


Fig. 13 D - Exemple de forme d'onde carrée affectée de distorsion à cause d'une fréquence de résonance trop élevée de la bobine de correction.

des pourcentages très faibles, il doit être conçu avec soin et constitué au moyen de composants de qualité présentant un facteur de mérite Q élevé; dans ce cas, aussi, le prix de revient est considérable.

Une autre mesure sur les amplificateurs, qui peut être intéressante et significative, est celle de la **distorsion d'intermodulation**.

Il s'agit, en substance, de mesurer les actions réciproques entre deux signaux de fréquence différente, appliqués simultanément à l'entrée de l'amplificateur. Selon les techniques les plus récentes, on réalise de telles mesures en appliquant un signal à fréquence très basse, par exemple à 50 Hz, et un autre à fréquence très élevée, par exemple 15 kHz.

Si l'amplificateur possède des caractéristiques idéales et par suite, n'introduit aucune distorsion d'intermodulation, les deux signaux apparaissent à la sortie sans qu'aucune interférence entre eux ne se manifeste. Autrement, à la sortie, le signal à plus grande fréquence est modulé par celui à fréquence plus petite. La technique à suivre pour déterminer un tel pourcentage de modulation peut être divisée comme suit:

1) La composante à fréquence élevée modulée est séparée au moyen d'un filtre adéquat passe-haut.

2) Elle est, ensuite, démodulée et la valeur moyenne de ce signal est reportée à un niveau de référence prédéterminé, en agissant sur un contrôle de volume.

3) La composante à fréquence basse est, enfin séparée du reste du signal au moyen d'un filtre passe-bas et, ensuite, mesurée à l'aide d'un voltmètre à tube étalonné directement en valeurs de taux de distorsion d'intermodulation.

On rencontre aussi des difficultés pour les mesures de distorsion d'intermodulation et pour l'interprétation des résultats obtenus. Les filtres passe-haut et passe-bas requis, doivent avoir une courbe de réponse à flancs abrupts, afin de prévenir des interférences avec les fréquences éliminées et pour éviter une transmission imparfaite de celles à mesurer.

Par suite, dans ce cas, il faut aussi utiliser, pour la construction des filtres, des composants ayant un facteur de mérite élevé. De plus, aussi bien les rapports d'amplitude des deux signaux que leurs fréquences, peuvent être choisis de différentes façons et, par conséquent, il y a lieu d'effectuer un nombre considérable d'essais se rapportant à ces différentes combinaisons de fréquences et d'amplitudes relatives.

Afin qu'un amplificateur puisse assurer une reproduction fidèle, il faut qu'il soit linéaire et, par linéaire, nous voulons désigner un comportement tel que le signal de sortie doit suivre fidèlement celui d'entrée.

Si la tension d'entrée est par exemple, doublée, la tension de sortie doit aussi devenir le double de sa valeur d'origine. Si la forme d'onde du signal d'entrée varie de quelque manière que ce soit, la forme d'onde de sortie doit également suivre des variations similaires avec naturellement, une plus grande amplitude due à l'amplification.

Toute distorsion, qu'elle soit harmonique, de phase, de fréquence ou d'intermodulation, est une cause de déformation de la forme d'onde de sortie par rapport à celle d'entrée.

Nous pouvons en déduire qu'un essai de linéarité de l'amplificateur (du signal de sortie par rapport au signal d'entrée) est très important. Un tel essai peut être effectué avec n'importe quel type de signaux d'entrée; il n'est pas nécessaire d'utiliser un générateur de signaux à haute pureté, parce qu'un amplificateur à haute fidélité doit reproduire exactement même une onde affectée de distorsion appliquée à l'entrée.

La méthode consiste à appliquer, pour chaque fréquence choisie pour l'essai, une série de différentes tensions d'entrée, et à vérifier que les variations correspondantes de la tension de sortie sont proportionnelles. Si la tension de sortie est représentée graphiquement en portant en abscisses les valeurs de la tension d'entrée, en en ordonnées les valeurs correspondantes de la tension de sortie on doit obtenir une droite pour un amplificateur qui n'introduit aucune distorsion. S'il n'en n'est pas ainsi, c'est la preuve que l'amplificateur est affecté de distorsion. Une telle absence de linéarité peut être attribuée à tous les types fondamentaux de distorsion.

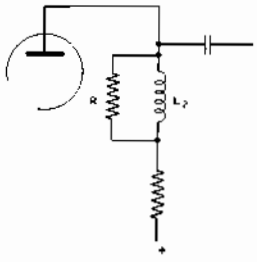


Fig. 14 - Pour diminuer le facteur de mérite (Q) de la bobine, il peut être nécessaire de brancher en parallèle avec elle, une résistance d'amortissement dont la valeur est déterminée expérimentalement.

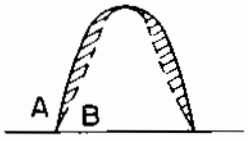


Fig. 15 - Superposition de deux demi-alternances du signal d'entrée (A) et du signal de sortie (B). La zone hachurée indique la différence entre les deux aires qui, divisée par l'aire limitée par A, donne le taux de distorsion.

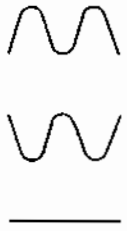


Fig. 16 A - En superposant deux demi-périodes déphasées (l'une d'entrée et l'autre de sortie) sans aucune distorsion, la résultante (en bas) est nulle.

Fig. 16 B - Si, au contraire, le signal de sortie est affecté de distorsion, la tension correspondante apparaît sur l'écran (en bas).

La méthode de vérification de la linéarité, point par point, est difficile parce que les essais doivent être réalisés, non seulement pour les différentes fréquences et tensions d'entrée, mais aussi pour diverses positions des curseur des potentiomètres de contrôle de volume et de tonalité de l'amplificateur.

Nous décrivons, maintenant, des circuits et des méthodes propres à effectuer de manière rapide et automatique les mesures dont nous venons de parler.

Méthode du déphasage

Supposons qu'un signal sinusoïdal soit appliqué aux bornes d'entrée de l'amplificateur en essai. Une demi-alternance du signal d'entrée est représentée sur la **figure 15** (courbe **A**). Maintenant, si le signal de sortie de l'amplificateur est réglé de façon à avoir la même tension de crête que celui d'entrée, il peut apparaître comme la courbe **B**. L'aire délimitée par la courbe A, diminuée de celle relative à la courbe B, indique l'importance de la distorsion subie par le signal de sortie: si cette différence est divisée par l'aire délimitée par la courbe A, on obtient la mesure du taux de distorsion. L'aire hachurée sur la figure 15, représente la différence en question.

La distorsion peut être relevée ainsi, en examinant successivement sur l'écran d'un oscilloscope les signaux de sortie et d'entrée, à condition toutefois de régler les commandes de telle sorte que les signaux présentent la même amplitude. Pour faire la comparaison, les traces peuvent être dessinées au crayon sur un papier semitransparent.

Les signaux d'entrée et de sortie doivent être en phase. Quelque fois, dans ce but, il y a lieu d'utiliser un déphaseur à résistance-capacité, dans le cas où l'amplificateur en essai est affecté de distorsion de phase.

Dans la méthode du déphasage de mesure de la distorsion, le signal d'entrée est déphasé de 180° par rapport au signal de sortie et les deux signaux sont mélangés après qu'ils aient été réglés de façon à avoir la même amplitude. Si on n'a pas de distorsion, les deux signaux étant égaux en amplitude et de phase opposée, s'annulent mutuellement. Le phénomène est représentée par la **figure 16-A**. Si, au contraire, le signal de sortie est affecté de distorsion, seule la portion égale et opposée au signal d'entrée s'annule: le reste, représentant la distorsion apparaît sur l'écran, comme on le voit sur la figure **16-B**. Il peut être mesuré aussi au moyen d'un voltmètre à tube.

L'amplitude de la composante de distorsion peut être succesivement comparée au signal total de sortie et, de cette façon, on peut facilement calculer le taux de distorsion.

La **figure 17** représente le schéma complet d'un circuit qui permet de déterminer le taux de distorsion d'un amplificateur, suivant la méthode que nous venons de décrire.

Le tube 12AU7 (double triode) remplit les fonctions de mélangeur, parce qu'il reçoit les signaux provenant de la sortie de l'amplificateur et de la sortie du générateur, respectivement sur les deux grilles. Le signal résultant est prélevé sur le circuit de cathode commun aux triodes.

A la sortie de l'amplificateur est branchée une charge constituée par la résistance R1 non inductive dont la valeur est égale à l'impédance de sortie de l'amplificateur, et pouvant dissiper une puissance égale au moins au double de la puissance normale de sortie de l'amplificateur.

Le niveau du signal qui provient de la sortie du générateur peut être dosé au moyen du potentiomètre R2 tandis que le niveau du signal sortant de l'amplificateur est réglable au moyen de R3. Ces deux potentiomètres sont réglés de telle sorte que les deux signaux présents sur les deux grilles du 12AU7 aient exactement la même amplitude.

Le transformateur T qui peut très bien être du type normalement utilisé pour l'attaque d'un étage final symétrique, permet d'obtenir deux signaux de phase opposée, que l'on peut sélectionner à l'aide du commutateur S.

La présence de deux signaux en opposition de phase

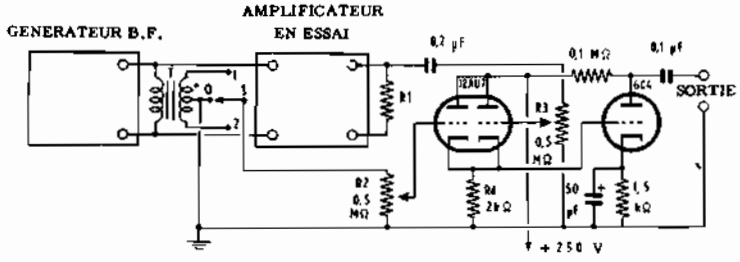


Fig. 17 - Circuit électrique d'un distorsiomètre basé sur la méthode du déphasage. Le commutateur S permet d'inverser la phase du signal qui provient directement du générateur. Les deux potentiomètres, R2 et R3 permettent de régler l'amplitude des deux signaux, dans le but d'obtenir à la sortie deux tensions égales et déphasées de 180° par rapport à la fondamentale seule.

et nécessaire par ce qu'il existe des amplificateurs qui produisent un déphasage de 180° (nombre impair d'étages) et d'autres qui en amènent aucun (nombre pair d'étages).

Il est évident que l'on tient uniquement compte du déphasage dû au fonctionnement même de l'amplificateur (qui dépend du nombre d'étages, et non de la distorsion de phase introduite).

Le signal qui sort du 12AU7, prélevé sur la cathode, est appliquée à la grille de la triode 6C4 qui joue le rôle d'amplificateur de distorsion.

Lorsque l'amplificateur en essai n'introduit pas de distorsion, on n'a aucun signal à la sortie du 12AU7 parce que les signaux présents dans les deux sections, égaux mais de phase opposée, s'annulent. Lorsqu'au contraire le signal de sortie est affecté de distorsion, il apparaît sur la cathode un signal qui correspond à la composante de distorsion. Celle-ci est amplifiée par le tube 6C4 et prélevée sur son anode. Elle est ensuite transmise, à travers un condensateur de 0,1 µF, à l'entrée de l'amplificateur vertical d'un oscilloscope et à un voltmètre à tube (en position volt c.a.).

Il convient de régler le potentimoètre du générateur et celui de l'amplificateur de façon à obtenir successivement différentes puissances comprises entre 0 et la puissance maximale que l'amplificateur est capable de fournir, et d'effectuer une mesure de distorsion pour chaque valeur de puissance.

De cette façon, on se rend compte du comportement de l'amplificateur à toutes ces puissances de sortie. Il est aussi conseillé d'effectuer les essais avec des fréquences différentes, afin de voir quelle est l'influence de la fréquence sur le taux de distorsion.

Le procédé que nous venons de décrire est capable de donner des résultats satisfaisants dans la plupart des cas. Toutefois, lorsque le déphasage introduit par l'amplificateur entre les signaux d'entrée et de sortie, n'est, ni de 0° ni de 180°, il convient d'insérer un simple circuit déphaseur RC de façon à rétablir la différence de phase désirée, entre les signaux appliqués sur les deux grilles du 12AU7.

Voyons comment on peut effectuer, en pratique, la mesure:

1) Régler les potentiomètres du générateur et de l'amplificateur pour obtenir la puissance maximum.

2) Connecter les bornes de sortie du dispositif de la figure 17 à l'entrée d'un voltmètre à tube ou d'un oscilloscope, et régler R2 et R3 pour obtenir une lecture nulle ou minimum. L'interrupteur S doit être en position 1.

3) Si avec l'interrupteur en position 1, on n'a pas une lecture nulle, passer sur la position 2 et répéter le réglage de R2 et R3. Choisir la position de S qui détermine la lecture la plus petite. Soit U1 cette valeur.

4) Débrancher de la grille de la première triode le signal qui provient de la sortie du générateur (en mettant l'inverseur sur la position 0). Lire sur l'instrument de sortie la tension présente sur la plaque du 6C4; une telle tension sera maintenant, le signal d'entrée en opposition de phase est absent. Soit U2 cette tension.

5) On peut alors procéder au calcul de taux de distorsion, au moyen de la formule:

$$D\ (\%) = 100 \times (U1 : U2)$$

D (%) = taux de distorsion; U1 et U2 = Tensions lues.

L'oscilloscope offre l'avantage de donner aussi la forme d'onde du signal de distorsion, de laquelle on peut déduire la cause déterminante. Le voltmètre à tube, par contre, permet des mesures de tensions plus précises et il est mieux adapté au calcul proprement dit du taux de distorsion.

Le circuit de figure 17 est de réalisation pratique facile et il peut être construit sur un châssis comportant aussi l'étage d'alimentation.

De cette façon, il devient un **distorsiomètre** proprement dit.

Au moyen de la méthode du déphasage, on peut aussi mesurer la distorsion produite par un seul étage ou examiner le comportement de chaque composant (transformateurs, etc.).

Leçon n° 114

QUESTIONS sur les LEÇONS 112 et 113

N. 1 — Qu'entend-on en acoustique, par seuil d'audibilité? A combien de dB et de $\mu W/cm^2$ correspond-il ?

N. 2 — Quelle différence existe-t-il entre le décibel et le phone ?

N. 3 — A quoi sert le phonomètre ?

N. 4 — Qu'entend-on par réflexion d'un son ?

N. 5 — Dans quels cas une onde sonore est-elle réfractée ?

N. 6 — Quel est l'intervalle de temps minimum qui doit exister entre deux sons pour que l'oreille humaine puisse les distinguer ?

N. 7 — Qu'entend-on par temps de réverbération ?

N. 8 — Quelle est la caractéristique des matériaux d'absorption vis à vis des ondes sonores ?

N. 9 — Quels sont les instruments indispensables pour la mise au point des amplificateurs basse fréquence ?

N. 10 — De quelle façon est-il possible de vérifier le fonctionnement d'un étage amplificateur basse fréquence ?

N. 11 — Comment est-il possible de déterminer la position optimum d'un transformateur d'entrée?

N. 12 — Comment s'effectuent le contrôle et la recherche de la cause du ronflement qui se produit à l'intérieur de l'amplificateur ?

N. 13 — Comment contrôle-t-on le ronflement dû au couplage entre la cathode et le filament d'un tube ?

N. 14 — Comment est-il possible, au moyen de l'oscilloscope de contrôler les condensateurs de découplage et de couplage ?

N. 15 — Pendant le relevé de la bande passante d'un amplificateur, du côté des fréquences hautes, quelle doit être la fréquence de l'onde carrée introduite pour que la forme d'onde de sortie soit encore régulière ?

N. 16 — De quelle façon est-il possible, dans un amplificateur basse fréquence, d'améliorer la réponse d'un étage aux fréquences élevées ?

N. 17 — De quelle façon est-il possible de déterminer la valeur du taux de distorsion harmonique d'un étage amplificateur ?

N. 18 — Comment est-il possible de tracer la courbe générale de réponse qui représente aussi le fonctionnement des dispositifs de contrôle de tonalité ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 883

N. 1 — Il y a distorsion dans un amplificateur lorsque la forme d'onde du signal de sortie est différente de celle d'entrée. On distingue: la distorsion de fréquence, de phase, d'amplitude et d'intermodulation.

N. 2 — La courbe de réponse représente les variations de la tension de sortie en fonction de la fréquence du signal, la tension d'entrée étant constante. Dans les portions où la courbe de réponse n'est pas linéaire on a une distorsion de fréquence.

N. 3 — Lorsque la phase des signaux à la sortie de l'amplificateur est différente de celle existant à l'entrée.

N. 4 — La distorsion d'amplitude. Pour l'éviter, il convient de ne pas surcharger l'étage, afin que l'amplitude du signal d'entrée ne puisse dépasser les limites de linéarité de la caractéristique dynamique du tube.

N. 5 — Non, parce que, pour obtenir une distorsion d'intermodulation, il faut qu'il existe au moins deux composantes sinusoïdales de fréquence différente.

N. 6 — Il y a réaction chaque fois que l'on reporte à l'entrée d'un amplificateur une fraction de la tension de sortie. Elle peut être positive si le signal réinjecté à l'entrée est en phase avec celui déjà présent, ou négative s'il est déphasé de 180°.

N. 7 — La réaction de tension qu'on obtient lorsque l'amplitude du signal réinjecté à l'entrée est proportionnelle à la tension de sortie, et la réaction d'intensité qui se manifeste lorsque l'amplitude est, au contraire, proportionnelle à l'intensité du courant de sortie.

N. 8 — La contre-réaction de tension diminue l'impédance de sortie: celle d'intensité l'augmente.

N. 9 — Une diminution remarquable de la tension de sortie de l'amplificateur.

N. 10 — Une excellente stabilité une extension importante de la bande passante et, principalement, une forte diminution de la distorsion.

N. 11 — Oscillations parasites, bruit et ronflements.

N. 12 — Celles à fréquence basse et celles à haute fréquence. Elles sont toujours engendrées par une réaction positive indésirable due à des couplages inductifs parasites. Celles à fréquence acoustique peuvent également provenir d'une inversion involontaire des connexions de contre-réaction au secondaire du transformateur de sortie.

N. 13 — Effet microphonique, que l'on peut éliminer par l'emploi de supports de tubes fixés de façon élastique et, surtout, par l'emploi de tubes spécialement étudiés; bruit thermique, éliminable au moyen de résistances à haute stabilité; souffle des tubes, éliminable par l'emploi de tubes à grande pente.

N. 14 — Couplage entre des circuits parcourus par les tensions alternatives qui proviennent du réseau. Il faut tout d'abord éviter le rapprochement entre les circuits parcourus par ces tensions et ceux d'entrée des premiers étages. On doit également soigner le filtrage de la haute tension continue d'alimentation, afin que la composante d'ondulation soit négligeable.

N. 15 — Le transformateur d'alimentation et l'inductance de filtrage doivent être parallèles entre eux et perpendiculaires au transformateur de sortie. Le transformateur d'entrée, sous le châssis, doit être perpendiculaire aux deux précédents, sur la troisième dimension.

L'ADAPTATION des HAUT-PARLEURS aux AMPLIFICATEURS

Le signal électrique disponible à la sortie des amplificateurs B.F. est transformé en ondes sonores à l'aide de haut-parleurs, ou de dispositifs transducteurs équivalents. Dans cette leçon nous nous occuperons des modalités de branchement du (ou des) haut-parleur à la sortie de l'amplificateur de puissance permettant d'obtenir les meilleurs résultats.

Lorsqu'il s'agit d'un seul haut-parleur, aucun problème d'adaptation électrique particulièrement ne se pose il est, en effet, suffisant que l'impédance de la bobine mobile du haut-parleur soit égale à l'impédance du secondaire du transformateur de sortie auquel elle est reliée. Presque toujours les transformateurs de sortie sont pourvus de secondaires à plusieurs prises, afin de permettre l'adaptation de haut-parleurs de différentes impédances.

Un autre facteur dont il est indispensable de tenir compte, est la puissance du haut-parleur: si on applique à un haut-parleur une puissance de travail supérieure à celle pour laquelle il a été prévu, il sera détérioré et, en peu de temps bien qu'il continue souvent à fonctionner, il apporte une distorsion importante.

Tout ce que nous avons dit au sujet d'un seul haut-parleur, concernant l'impédance et la puissance, est également valable dans le cas de deux ou plusieurs haut-parleurs, à condition de considérer l'impédance totale du circuit qui comprend tous les haut-parleurs. Une telle impédance est celle vue des deux bornes d'entrée, c'est-à-dire des bornes qui doivent être reliées au secondaire du transformateur de sortie. Les haut-parleurs devront être connectés de telle sorte que chacun d'eux reçoive la puissance pour laquelle il a été conçu.

S'il s'agit de lignes de haut-parleurs identiques, la solution du problème est, comme nous le verrons, relativement simple. Si, au contraire, les haut-parleurs qu'on veut relier à un amplificateur unique, sont différents, tant en ce qui concerne leur puissance de travail que leur impédance, il n'est pas toujours possible de trouver une solution parfaite, et on doit souvent se contenter d'approximations, surtout pour la distribution des charges à chaque élément.

Les lignes de haut-parleurs peuvent être subdivisées en deux catégories fondamentales: lignes à **basse impédance** et lignes à **moyenne impédance**. Les lignes à basse impédance sont obtenues en reliant directement entre elles les bobines mobiles des haut-parleurs, les bornes de la ligne étant reliées au secondaire du transformateur de sortie. Dans les lignes à moyenne impédance, au contraire, les bobines mobiles ne sont pas connectées directement entre elles, ni directement au secondaire du transformateur de sortie, parce que **chaque haut-parleur est muni de son propre transformateur d'entrée** et c'est l'ensemble des primaires des transformateurs d'entrée, convenablement connectés, qui constitue la ligne à moyenne impédance.

Les lignes de basse impédance sont, en général, de l'ordre de quelques ohms. Dans ces lignes, l'adaptation d'impédance entre le circuit de charge du tube final et les bobines mobiles des haut-parleurs, est obtenue exclusivement au moyen du transformateur de sortie.

Dans le cas des lignes à moyenne impédance, l'adaptation est, au contraire, obtenue en deux temps. L'impédance de charge du tube final est d'abord ramenée au moyen du transformateur de sortie, à une valeur comprise entre 50 et 5 000 ohms. Ensuite, chaque transformateur d'entrée des haut-parleurs adapte cette dernière impédance (impédance moyenne) à celle de la bobine mobile du haut-parleur

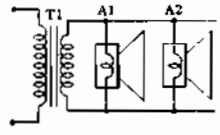


Fig. 1-A - Liaison au moyen de ligne à basse impédance.

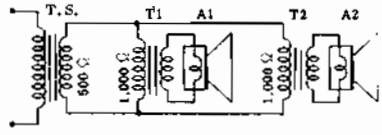


Fig. 1-B - Liaison de haut-parleurs au moyen de ligne à impédance. Chacun d'eux doit avoir son propre transformateur d'adaptation.

Lorsque la distance qui sépare le ou les haut-parleurs de l'amplificateur est courte, on préfère les lignes à basse impédance. Par contre, quand il faut distribuer la puissance fournie par l'amplificateur à des haut-parleurs assez éloignés (cela se produit, par exemple, dans les salles de projection cinématographique), on préfère adopter les lignes à moyenne impédance. Un exemple de ligne à basse impédance et un autre à moyenne impédance sont représentés par les **figures 1-A** et **1-B**.

CALCUL des DISTRIBUTIONS à BASSE IMPEDANCE

Comme nous l'avons déjà dit, les deux éléments fondamentaux à considérer sont: l'impédance et la puissance de travail des haut-parleurs.

Haut-parleurs identiques - Si les haut-parleurs à relier sont tous identiques, le calcul des circuits est assez simple: on peut considérer — à ce propos — trois cas: branchement en parallèle, branchement en série et branchement en série-parallèle.

1) **Haut-parleurs en parallèle**. - Les impédances de tous les haut-parleurs étant égales, on calcule l'impédance totale simplement en divisant celle d'un haut-parleur par le nombre des haut-parleurs. La puissance maximum s'obtient, au contraire, en multipliant la puissance de travail P_A d'un haut-parleur par le nombre des haut-parleurs. La disposition est indiquée par la figure 2, et nous avons les relations suivantes:

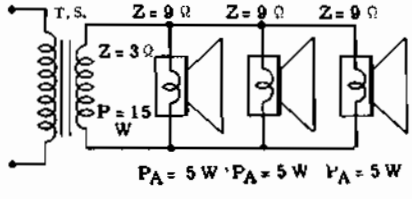


Fig. 2 - Haut-parleurs de caractéristiques identiques en parallèle sur une ligne à basse impédance.

$$Z = Z_A : N \qquad \text{et} \qquad P = P_A \times N$$

où Z_A et P_A sont, respectivement, l'impédance et la puissance de travail d'un seul haut-parleur et N est le nombre de haut-parleurs; Z et P sont l'impédance et la puissance de toute la ligne.

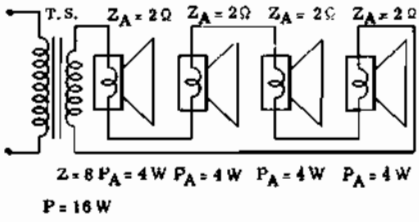


Fig. 3 - Haut-parleurs de caractéristiques identiques en série avec une ligne à basse impédance.

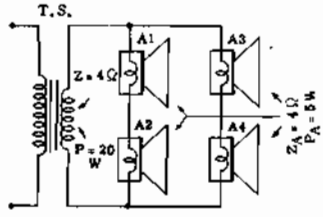


Fig. 4 - Branchement mixte (série - parallèle) de haut-parleurs identiques.

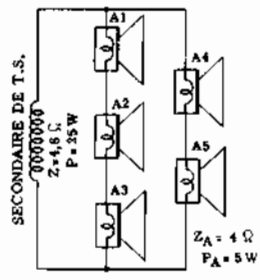


Fig. 5 - Connexion série - parallèle de haut-parleurs identiques, qui donne lieu à une distribution incorrecte de la puissance.

Supposons, par exemple, que les trois haut-parleurs de la **figure 2** aient chacun une impédance de 9 ohms et une puissance de travail de 5 watts. Il est alors nécessaire de relier la ligne à la prise du transformateur de sortie correspondant à une impédance $Z = 3 \times 5 = 15$ watts, lesquels se distribuent uniformément entre les trois haut-parleurs: 5 watts pour chacun d'eux. Les lignes parallèles sont à conseiller dans le cas où les haut-parleurs ont une impédance Z_A assez élevée, de sorte que l'impédance totale Z de la ligne soit encore suffisamment élevée (au moins 1 ohm).

2) **Haut-parleurs en série.** - Cette disposition est représentée par la **figure 3.** L'impédance de la ligne Z, est dans ce cas égal à: $Z = N \times Z_A$

La puissance de travail reste comme le cas précédent:

$$P = N \times P_A$$

Supposons, par exemple, que l'on veuille connecter entre eux quatre haut-parleurs en série, dont l'impédance Z_A soit de 2 ohms et la puissance de travail de 4 watts. Dans ce cas, l'impédance de la ligne est de $4 \times 2 = 8$ ohms et la puissance applicable de $4 \times 4 = 16$ watts. Cette fois, aussi, la puissance totale se distribue uniformément entre les haut-parleurs: 4 W pour chaque.

Comme il est aisé de le concevoir par intuition, le branchement en série des haut-parleurs se revèle indispensable dans le cas où les impédances des bobines mobiles sont plutôt faibles, ou, de toute façon lorsque leur somme ne dépasse pas la valeur de l'impédance disponible sur les diverses prises du secondaire du transformateur de sortie. En outre, ce branchement a l'avantage de fournir, en ligne, une intensité moindre, donc, moins de pertes, pour peu que la ligne soit assez longue.

3) **Haut-parleurs en série-parallèle.** - On a souvent recours à cette disposition, parce qu'elle permet d'obtenir des valeurs d'impédance de type intermédiaire, comme nous le verrons clairement dans un prochain exemple. Considérons le cas typique d'une ligne de haut - parleurs branchés en série - parallèle représenté par la **figure 4.** L'impédance de cette ligne peut être calculée facilement en tenant compte du fait que les haut-parleurs A1 et A2 sont en série et par conséquent donnent une impédance de $2 \times Z_A$, c'est-à-dire de 8 ohms; cela est valable aussi pour les haut-parleurs A3 et A4. Ces deux groupes sont en parallèle et on obtient donc, comme impédance résultante totale, $8 : 2 = 4$ ohms. Une telle impédance est égale à celle de la bobine mobile d'un seul haut-parleur.

En installant les mêmes quatre haut-parleurs en série ou en parallèle, on obtient des impédances de 16 ohms et de 1 ohm, respectivement. Or, le transformateur de sortie n'est pas prévu pour ces deux valeurs d'impédance: la première est trop élevée et la seconde est trop basse. En ce qui concerne la puissance, elle est proportionnelle soit à la tension aux bornes de chaque haut-parleur, soit à l'impédance des bobines mobiles. Etant donné que les haut-parleurs sont tous identiques, la puissance se distribuera d'une manière uniforme; si l'on applique à la ligne 20 watts, ceux-ci se distribuent d'une manière uniforme entre les quatre haut-parleurs; 5 watts pour chacun d'eux.

Considérons maintenant la ligne des haut-parleurs de la **figure 5.** Les haut-parleurs A1, A2, A3 sont en série et ils représentent par suite une impédance de 12 ohms. Pour la même raison, l'impédance représentée par les haut-parleurs A4 et A5 est de 8 ohms. Ces deux impédances sont en parallèle entre elles et on obtient, en définitive, le résultat suivant:

$$Z = \frac{12 \times 8}{12 + 8} = 4{,}8 \text{ ohms}$$

Supposons que l'on branche la ligne considérée sur la prise 4,8 ohms du secondaire d'un transformateur de sortie capable de fournir au système une puissance de 25 watts. Puisque la puissance de travail de chaque haut-parleur est de 5 watts, on pourrait penser que les 25 watts se distribuent d'une manière équivalente, et, de là, que le circuit est correct. Mais, comme nous le verrons, cela est bien loin de la réalité. La tension présente aux bornes du premier groupe de haut-parleurs (A1, A2 et A3) est égale à celle qui existe aux bornes du second groupe (A4 et A5) puisque les dits groupes sont disposés en parallèle.

Si nous considérons que le premier groupe est constitué de trois haut-parleurs et le second de deux, il est aisé de comprendre que la tension aux bornes des haut-parleurs A1, A2 et A3 est inférieure à celle existant aux bornes des haut-parleurs A4 et A5; elle est égale aux 2/3 de celle-ci. Etant donné que les impédances de tous les haut-parleurs sont égales, il s'ensuit que la puissance de chaque haut-parleur du premier groupe est égale aux 4/9 de celle des haut-parleurs du second groupe. Par suite, la distribution de puissance qu'on obtient n'est pas uniforme et les haut-parleurs A4 et A5, étant surchargés, pourraient se détériorer.

Haut-parleurs de caractéristiques différentes

Supposons que les haut-parleurs de la ligne soient différents tant pour leur impédance que pour leur puissance de travail, et considérons à nouveau les trois cas fondamentaux du paragraphe précédent.

1) **Branchement en parallèle.** - L'impédance totale d'une ligne de haut-parleurs différents, disposés en

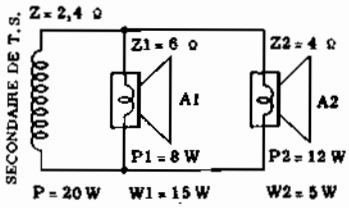


Fig. 6-A - Exemple de branchement de haut-parleurs, de caractéristiques différentes, qui donne lieu à une répartition incorrecte de la puissance.

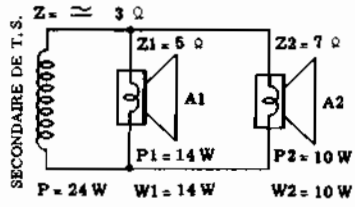


Fig. 6-B - Un choix convenable des impédances des différents haut-parleurs permet, comme dans cet exemple, une répartition correcte de la puissance.

parallèle, est calculée au moyen de la formule des résistances en parallèle:

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{Z1} + \frac{1}{Z2} + \frac{1}{Z3} + \ldots$$

En ce qui concerne la puissance, elle est donnée par l'expression: $P = U^2 : Z$

valable pour tout haut-parleur. Dans celle-ci, P est la puissance, U est la tension aux bornes du haut-parleur et Z est l'impédance de ce dernier. Etant donné que U, et par suite U^2, est égale pour tous les haut-parleurs et que ceux-ci sont disposés en parallèle, il en résulte que la puissance reçue par chaque haut-parleur est inversement proportionnelle à son impédance.

Ce qui précède montre que tous les branchements en parallèle ne sont pas possibles. En fait, il faut, afin de disposer plusieurs haut-parleurs en parallèle, que la puissance de travail pour laquelle ils ont été construits soit inversement proportionnelle à leur impédance. Un exemple de circuit est indiqué par la figure 6-A. Les haut-parleurs reliés en parallèle ont les caractéristiques suivantes: A1, d'une puissance de 15 watts, a une impédance Z1 = 6 ohms et A2, d'une puissance de 5 watts, a une impédance Z2 = 4 ohms. La prise sur le secondaire du transformateur de sortie est déterminée de la façon suivante:

$$Z = \frac{4 \times 6}{4 + 6} = 2{,}4 \text{ ohms}$$

La puissance que les deux haut-parleurs sont capables de transformer, ensemble, en énergie acoustique, est égale à 20 watts. Voyons maintenant si, en appliquant 20 watts à l'entrée de la ligne, ceux-ci se répartissent correctement, c'est-à-dire: 15 watts sur A1 et 5 watts sur A2. Comme nous l'avons déjà dit, les puissances se répartissent sur chaque haut-parleur, de manière inversement proportionnelle aux impédances relatives. On a, par suite: P1 : P2 = Z2 : Z1

Et en remplaçant les valeurs Z1 = 6 et Z2 = 4:

$$P1 : P2 = 2 : 3$$

Pour calculer les valeurs effectives de P1 et P2, il faut considérer aussi l'équation qui exprime la somme des deux puissances: P1 + P2 = 20 watts

De cette équation on déduit que P2 = 20-P1, et en remplaçant cette valeur de P2 dans l'expression précédente, on a:

$$\frac{P1}{20\text{-}P1} = \frac{2}{3} \qquad \text{c'est-à-dire } 3P1 = 40\text{-}2P1$$

La résolution de cette équation est assez facile, et elle nous donne la puissance relative au haut-parleur A1: 3P1 + 2P1 = 40; 5P1 = 40; P1 = 40/5 = 8 W

La puissance relative au haut-parleur A2 est:

$$P2 = 20\text{-}P1 = 20\text{-}8 = 12 \text{ watts}$$

Comme on le voit, les puissances se répartissent de manière tout à fait incorrecte, parce que le haut-parleur de 5 watts reçoit en réalité 12 watts tandis que celui de 15 watts n'en reçoit que 8. Supposons maintenant que les puissances de travail des haut-parleurs soient, effectivement, inversement proportionnelles à leurs impédances, à savoir: P1 : P2 = Z2 : Z1

Cette condition est réalisée, si on chosit, par exemple, le haut-parleur A1 de 14 watts 5 ohms et A2 de 10 watts 7 ohms (figure 6-B). On a en effet:

$$14 : 10 = 7 : 5$$

Appliquons maintenant ce groupement à une sortie d'environ 3 Ω qui puisse fournir une puissance de 24 watts et calculons la répartition d'une telle puissance. Les équations dont on doit tenir compte sont les suivantes:

$$P1 : P2 = Z2 : Z1 = 7 : 5 \text{ et } P1 + P2 = 24$$

Le calcul identique au précédent montre que les puissances P1 et P2 appliquées, correspondent effectivement aux puissances de travail. On peut en effet, vérifier que P1 = 14 watts et P2 = 20 watts.

2) **Branchement en série.** - L'impédance totale d'une ligne de haut-parleurs différents et disposés en série, s'obtient facilement en additionnant toutes les impédances. On a alors: Z = Z1 + Z2 + Z3 + ...

La puissance se répartit dans chacun des haut-parleurs selon l'expression: $P = U^2 : Z$

où P est la puissance appliquée au haut-parleur, Z son impédance et U la tension présente à ses bornes. Bien que cette formule soit identique à celle du cas précédent, son interprétation est assez différente. En effet, cette fois il s'agit d'une disposition en série et, par conséquent, la tension U n'est pas constante, mais elle varie pour chaque haut-parleur, proportionnellement à l'impédance Z. En conséquence, le numérateur U^2 de la formule précédente est proportionnel à Z^2 tandis que la puissance P est proportionnelle à Z.

Il faut toujours avoir présent à l'esprit, le principe suivant: dans le groupement en série, la puissance reçue par chaque haut-parleur, est directement proportionnelle à l'impédance de la bobine mobile du haut-parleur considéré.

La **figure 7-A** représente deux haut-parleurs disposés en série: A1 de 4 watts - 3 Ω et A2 de 6 watts - 2 Ω. Evidemment, ils doivent être branchés à un secondaire qui présente une impédance de 5 Ω et la puissance totale nécessaire doit être de 6 + 4 = 10 watts. Voyons maintenant si cette puissance se répartit exactement entre les deux haut-parleurs. La puissance relative à chaque haut-parleur est, comme nous avons déjà dit, proportionnelle à l'impédance du haut-parleur lui-même, on a donc l'expression:

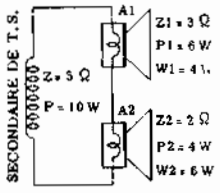


Fig. 7-A - Les valeurs incorrectes d'impédance donnent une répartition incorrecte de la puissance.

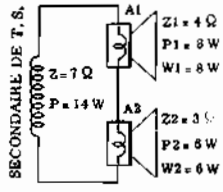


Fig. 7-B - Si chaque haut-parleur possède l'impédance voulue, la puissance se répartit correctement entre les deux charges.

P1 : P2 = Z1 : Z2. dans notre exemple: P1 : P2 = 3 : 2

A cette dernière on doit ajouter l'équation qui exprime la puissance totale: P1 + P2 = 10 watts

Ces deux équations, résolues au moyen de la méthode classique, donnent comme résultats: P1 = 6 watts et P2 = 4 W; ce qui, comme on le voit, ne coïncide pas avec la répartition exacte qui prévoit 4 W sur A1 et 6 W sur A2.

Un exemple de répartition exacte est représenté par la figure 7-**B**, où on peut noter deux haut-parleurs disposés en série: A1 de 8 watts - 4 Ω et A2 de 6 watts - 3 Ω. Dans ce cas la proportionnalité directe entre la puissance et l'impédance est réalisée:

8 : 6 = 4 : 3

Nous laissons au lecteur le soin de vérifier que la puissance se répartit correctement en branchant la ligne de haut-parleurs que nous venons de considérer à la sortie d'un amplificateur de 14 watts. Pour faire cette vérification, il suffit de poser et de résoudre les deux équations que nous connaissons.

3 - **Branchement série-parallèle.** Dans ce cas, la résolution n'est pas toujours immédiate, comme dans les cas précédents. De toute façon, l'impédance totale de la ligne est calculée en considérant les impédances des haut-parleurs comme s'ils étaient de simples résistances, disposées dans un circuit série-parallèle. Par exemple, dans le cas représenté par la **figure 8**, on additionne tout d'abord les impédances des deux branches séries et on calcule la résultante de ces impédances

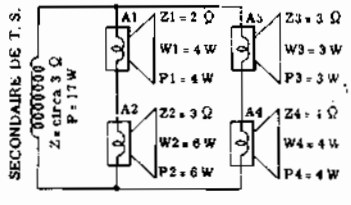


Fig. 8 - Cas de disposition série-parallèle de haut-parleurs de caractéristiques différentes: la solution est un peu plus difficile que les précédentes, mais de toute façon toujours simple.

qui sont disposées en parallèle entre elles. La branche constituée de A1 et A2 possède une impédance de 2 + 3 = 5 ohms tandis que l'autre possède une impédance de 3 + 4 = 7 ohms. On calcule l'impédance totale (formule des résistances en parallèle):

$$\frac{5 \times 7}{5 + 7} = \frac{35}{12}$$ c'est-à-dire, à peu près 3 ohms

Le calcul de la répartition de la puissance est moins simple et il n'existe pas un règle générale qui puisse convenir. Il faut, selon les cas, subdiviser la ligne en branches séries et parallèles, et ensuite, appliquer les raisonnement précédents. Un exemple de répartition presque correcte des puissances rendra plus clair le procédé. Considérons encore une fois les haut-parleurs de la figure 8, et notons que leurs puissances sont: P1 = 4 watts, P3 = 3 watts et P4 = 4 watts. La puissance totale se monte à 4 + 6 + 3 + 4 = 17 watts.

Considérons séparément les deux branches constituées de A1 et A2 et de A3 et A4. Elles sont en parallèle entre elles et leurs puissances totales sont, par conséquent, inversement proportionnelles aux impédances totales qui sont de 5 ohms pour la première branche et de 7 ohms pour la seconde. Pour calculer les puissances totales effectives qui se rapportent à chaque branche, il suffit de résoudre les deux équations:

P1 : P2 = 7 : 5 et P1 + P2 = 17

où P1 et P2 représentent, respectivement, les puissances totales de la première et de la seconde branches. En effectuant les calculs nécessaires on trouve que P1 est à peu près égale à 10 et P2 à 7. Il est maintenant aisé de calculer la répartition des 10 watts entre les haut-parleurs A1 et A2 et des 7 watts entre les haut-parleurs A3 et A4. En effet, à l'intérieur de chaque branche, les deux haut-parleurs relatifs sont disposés en série entre eux, et il suffit donc d'appliquer la méthode de calcul considérée dans le cas des haut-parleurs en série. Pour la première branche on a:

P1 : P2 = 2 : 3 et P1 + P2 = 10 watts

En résolvant ces équations on trouve P1 = 4 watts et P2 = 6 watts; ce qui coïncide avec les puissances requises par les haut-parleurs. D'une manière analogue, en résolvant les équations relatives à la seconde branche: P3 : P4 = 3 : 4 et P3 + P4 = 7 watts on obtient P3: 3 watts et P4: 4 watts. Ces puissances aussi correspondent à celles de travail des haut-parleurs. Il faut savoir que lors de la résolution de problèmes semblables, il est toujours possible de faire de petites approximations — propres à simplifier les calculs — qui ne changent rien au résultat final. De plus il est possible d'utiliser des haut-parleurs dont la puissance de travail est différente, dans des limites étroites, de celle qu'on applique effectivement.

CALCUL des DISTRIBUTIONS à MOYENNE IMPEDANCE

Nous avons déjà traité le principe de fonctionnement des distributions à moyenne impédance. Voyons maintenant quand leur emploi est nécessaire et pour quelles raisons. A ce propos, considérons le circuit simple de la **figure 9**. Nous y avons représenté par la résistance totale R des liaisons qui font partie de la ligne, et l'impédance totale Z des haut-parleurs dont on se sert pour la transformation de la puissance électrique appliquée, en énergie sonore.

Comme on peut le vérifier facilement, il faut que la valeur de R soit, autant que possible, petite par rapport à celle de Z. En effet, la résistance R des liaisons doit toujours être considérée comme étant en série avec la ligne et, par conséquent, la puissance qu'elle dissipe, sous forme de chaleur, est directement proportionnelle à sa valeur. L'expression donnant le taux de puissance effectivement transformé en énergie est

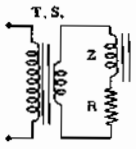


Fig. 9 - Z représente l'impédance totale et R la résistance totale de la ligne de haut-parleurs: ces éléments sont nécessaires pour notre calcul.

$$100 \times \frac{Z}{R + Z}$$

En effet, le numérateur est proportionnel à la puissance transformée, tandis que le dénominateur est proportionnel à la puissance appliquée (donnée par la somme de la puissance transformée en énergie sonore et de celle dissipée sous forme de chaleur).

Z étant constante et déterminée par le type et par la disposition des haut-parleurs, le rendement est maximum lorsque R est très petite par rapport à Z, comme nous le verrons dans les deux exemples suivants.

Supposons que les liaisons aux haut-parleurs, très courtes, introduisent une résistance R en série de 0,1 ohm seulement et que l'impédance d'utilisation soit de 5 ohms; l'expression du rendement est alors:

$$100 \times \frac{5}{0{,}1 + 5} = 98\% \text{ environ}$$

On a donc un rendement plus que satisfaisant. Mais si les haut-parleurs doivent être répartis en divers endroits d'un local de grandes dimensions (salle de cinéma, salle de danse, etc.) ou dans une vaste zone en plein air, les fils de liaison sont assez longs et la résistance augmente en proportion. Considérons, à titre d'exemple, une ligne dont la résistance R est de 10 ohms et l'impédance d'utilisation, de 5 ohms.

Le rendement descend alors à une valeur très basse :

$$100 \times \frac{5}{10 + 5} = 33\% \text{ environ}$$

En utilisant, au contraire, une ligne à moyenne impédance, par exemple de 500 ohms, tandis que R est de 10 ohms, Z monte justement à 500 ohms et par suite le rendement devient:

$$100 \times \frac{500}{10 + 500} = 98\% \text{ environ}$$

donc, on revient à une valeur optimum. En général, une ligne de haut-parleurs est bonne lorsqu'elle offre un rendement d'au moins 85%.

Pour le calcul de l'impédance totale et de la distribution de puissance, on suit le même procédé exposé dans le cas de la liaison à basse impédance. Mais, dans ce cas, on a un autre élément variable: le transformateur d'entrée de chacun des haut-parleurs. Il devient donc possible, à condition de calculer le rapport de transformation de ces transformateurs, d'obtenir des distributions de puissance correcte entre tous les haut-parleurs, même dans les cas où cela n'est pas possible au moyen de lignes à basse impédance. Nous n'entrerons pas dans les détails, en ce qui concerne le

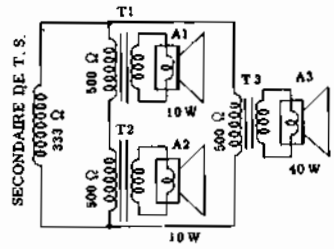


Fig. 10 - Ligne de moyenne impédance avec trois haut-parleurs munis de transformateurs à impédance primaire de 500 ohms: l'impédance de la ligne doit être de 333 Ω.

calcul proprement dit des lignes de moyenne impédance, nous nous bornerons à considérer un exemple particulièrement significatif, illustré par la **figure 10**.

Il s'agit d'une ligne à moyenne impédance pourvue de trois haut-parleurs dont A1 et A2 de puissance égale à 10 watts, et A3 de puissance égale à 40 watts. Les transformateurs d'entrée ont tous une impédance primaire de 500 ohms et une impédance secondaire adaptée à la bobine mobile du haut-parleur correspondant. Dans le cas des lignes à moyenne impédance, l'impédance de la bobine mobile de chaque haut-parleur n'a aucune importance, parce que l'adaptation s'obtient aisément avec le seul transformateur d'entrée.

On calcule l'impédance de la ligne en tenant compte que A1 et A2 sont en série et, par suite, présentent une impédance rapportée au primaire des transformateurs d'entrée de 1 000 ohms. Cette impédance est en parallèle avec les 500 ohms de T3 et, par suite, l'impédance totale est:

$$\frac{1\,000 \times 500}{1\,000 + 500} = 333 \text{ ohms environ}$$

La distribution des puissances est calculée au moyen de la méthode classique, en tenant compte, cette fois, des impédances primaires de T1, T2 et T3, au lieu de celles des bobines mobiles. On trouve que les puissances appliquées correspondent exactement à celles de travail. Nous laissons à nos lecteurs le soin de faire le calcul, à titre d'exercice.

Lignes à impédance constante

Dans les lignes normales à moyenne impédance, on détermine d'abord l'impédance relative aux divers transformateurs d'entrée et, ensuite, on calcule l'impédance totale; on adapte cette dernière au secondaire du transformateur de sortie de l'amplificateur. Les lignes à « impédance constante » sont, au contraire, conçues de sorte que l'impédance du secondaire du transformateur de sortie et, par suite, celle de la ligne, soit prédéterminée. L'impédance qu'on choisit en général est de 500 ohms et, en fonction de celle-ci, on calcule les primaires des transformateurs de chaque haut-parleur, de façon qu'ils présentent une telle impédance.

Les lignes à impédance constante ont un inconvénient: l'impédance primaire des transformateurs d'entrée ne peut être choisie de manière à obtenir une distribution particulière de puissance, puisqu'elle est conditionnée par la valeur d'impédance totale de la ligne. Cette dernière ayant une valeur déterminée,

Leçon n° 115

LA HAUTE FIDELITE

Par « fidélité » d'un amplificateur ou d'un équipement de reproduction sonore, on désigne l'aptitude plus ou moins grande de l'équipement en question à fournir, à la sortie, un signal amplifié dont la forme correspond exactement à celle du signal appliqué à l'entrée. Le sujet n'est pas nouveau pour nos lecteurs si l'on considère que le terme « Haute Fidélité » s'applique à un matériel dénué presque totalement de **distorsion**. Or, nous avons déjà largement exposé les principales méthodes qui permettent d'éliminer cette dernière, ainsi que les méthodes de construction à suivre pour éviter, dans les amplificateurs, la naissance de perturbations (bruit de fond, ronflements) qui contribuent à réduire la fidélité de reproduction. Par conséquent, il pourrait sembler inutile de revenir sur ce sujet: en réalité, la «Haute Fidélité» qui, à l'origine, était un argument commercial, est devenue une technique particulière ayant subit, au cours de ces dernières années une évolution continue et considérable, a attiré l'attention d'un nombre d'amateurs de plus en plus grand.

Dans cette leçon nous examinerons les circuits particuliers et les méthodes propres à la Haute Fréquence; mais, évidemment, cette étude devra toujours être considérée comme étant l'intégration de celle exposée précédemment. De toute façon, il convient d'abord d'énoncer sommairement, les qualités fondamentales requises par un amplificateur, afin qu'il puisse mériter pleinement le qualificatif de Haute Fidélité.

Qualités requises par un amplificateur de Haute Fidélité

Un équipement à Haute Fidélité comprend généralement: un tourne-disques, un préamplificateur de puissance, une alimentation et un ou plusieurs haut-parleurs. Actuellement, beaucoup d'équipements possèdent également un adaptateur F.M.

Pour obtenir une reproduction sonore parfaite, il faut que tous les éléments constitutifs de l'équipement soient sélectionnées avec soin: un seul maillon imparfait de la chaîne est suffisant pour que le signal soit altéré à son passage même si les étages suivants sont, eux, parfaits. De plus, il faut, pour la même raison, que la source de signal (disque, enregistreur magnétique, etc...) soit également de très haute qualité. Nous nous occuperons exclusivement de l'amplificateur, du préamplificateur et du système de diffusion acoustique.

Situé entre la source de signal et l'oreille de l'auditeur, l'amplificateur a une influence considérable sur la qualité de la reproduction sonore. Ce dernier est pratiquement l'élément unique dont on puisse faire varier à volonté les caractéristiques les plus importantes comme la réponse en fréquence, la puissance etc. On ne peut rien faire pour modifier les caractéristiques intrinsèques du lecteur de disques, de la tête de magnétophone ou du haut-parleur: tout au plus, on peut corriger les caractéristiques de tels éléments.

Dans les amplificateurs on peut, au contraire, introduire des composants de valeur réglable, qui permettent, non seulement d'adapter tout l'équipement aux caractéristiques propres d'enregistrement du disque ou du ruban magnétique (nous l'avons vu à propos des circuits d'équilibrage) mais aussi, aux caractéristiques du local, ainsi qu'au goût de chaque individu.

Compte tenu de l'importance considérable de l'ensemble préamplificateur - amplificateur de puissance nous analyserons, en premier lieu, ses caractéristiques.

Il s'agit d'expliquer quelques points fondamentaux se rapportant à l'amplification B.F.

1) faible distorsion harmonique (max. 0,5%);
2) faible distorsion d'intermodulation (max. 2%);
3) faible distorsion sur les interférences par battements (0,8% max.);
4) courbe de réponse linéaire de 30-40 Hz à 20-25 kHz au moins;
5) distorsion de phase minimum sur cette même gamme de fréquences;
6) faible niveau de ronflements et de bruit de fond;
7) ample réserve de puissance, pour permettre la reproduction des passages en « forte » sans surcharge de l'amplificateur;
8) faible résistance de sortie, pour permettre un parfait amortissement électrique du haut-parleur.

Tous les étages doivent posséder la plupart de ces qualités et, en particulier, les qualités 1 - 2 - 3 - 4. L'étage auquel on doit consacrer une attention particulière, est l'étage final. Celui-ci, étant donnée la puissance considérable qu'il doit délivrer est l'étage qui engendre la majeure partie de la distorsion. En ce qui concerne les ronflements et le bruit de fond, ce sont les premiers étages que nous devons particulièrement considérer.

LE PREAMPLIFICATEUR

Nous avons déjà parlé des circuits d'équilibrage, des circuits de contrôle de tonalité séparés pour les aiguës et les notes basses, des adaptations d'impédance pour

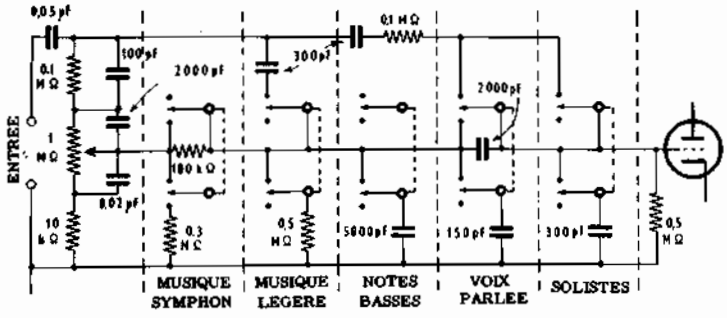


Fig. 1 - Circuit typique de commutation pour réglages de tonalité. Chaque touche de la commande extérieure actionne simultanément deux commutateurs. Chacun d'eux insère, ou débranche, un composant résistif ou capacitif, selon, la courbe de réponse désirée. Le mécanisme est conçu de telle sorte que l'abaissement d'une touche provoque automatiquement le soulèvement de celle abaissée précédemment.

les différentes sources de signal et, enfin, des détails de construction permettant d'éliminer les ronflements et le bruit de fond. Pour compléter l'étude des circuits de contrôle de tonalité nous allons considérer maintenant les **réglages de tonalité**, qui sont de plus en plus courants dans les appareils radio et dans les amplificateurs modernes, ainsi que les **contrôles de tonalité utilisant la contre-réaction**: il s'agit là de détails importants dans le domaine de la Haute Fidélité.

Nous traiterons, en plus, la commande de volume compensée capable de corriger la courbe de sensibilité de l'oreille humaine, d'après laquelle, les fréquences basses à faible niveau sonore semblent être affaiblies plus fortement que les fréquences élevées. La compensation du gain en fonction de la puissance sonore affectera principalement les notes graves situées en dessous d'une fréquence comprise entre 2 000 et 4 000 Hz.

Réglages de tonalité

En plus du double contrôle normal de tonalité, on peut agir sur d'autres éléments qui permettent de faire varier à volonté la courbe de réponse de l'équipement. Il s'agit de « réglages de tonalité » qui permettent, au moyen d'un clavier spécial, de choisir la courbe de réponse fondamentale de l'appareil, afin d'obtenir un type de reproduction donné. Naturellement, cela n'empêche pas de faire varier ultérieurement la dite courbe fondamentale, au moyen du double circuit de contrôle continu à potentiomètre.

La nécessité des réglages de tonalité apparaît évidente si l'on tient compte du fait que chaque type de signal à reproduire, comme par exemple, la musique symphonique, la musique légère, la voix humaine parlée ou chantée, possède une caractéristique propre de distribution de fréquences. Expliquons-nous de façon plus précise: la voix humaine requiert un amplificateur capable d'amplifier plus fortement les fréquences centrales du spectre acoustique, afin que la voix soit reproduite clairement; un excès de fréquences basses donne un effet caverneux désagréable (son de tonneau) tandis qu'un excès de fréquences élevées donne une reproduction fortement perçante qui accentue les consonnes sifflantes (« s », « c », « z », etc...) et très fatiguante. La musique symphonique, au contraire, étant donné la large gamme de notes à reproduire et la nécessité d'enrichir le timbre des sons musicaux (ce qui implique la transmission d'un nombre élevé d'harmoniques supérieures) requiert non seulement une bande passante de grande largeur, mais souvent une accentuation proprement dite des fréquences les plus élevées et une certaine réduction des fréquences basses.

Il existe d'autres types fondamentaux de courbes de réponse, relatifs à d'autres reproductions parmi lesquelles nous citerons la « musique de chambre », l'orgue, les solistes et beaucoup d'autres.

On peut obtenir la courbe de réponse désirée par l'abaissement de la touche relative qui branche ou débranche dans les circuits de contrôle de tonalité des résistances ou des condensateurs. Les réglages de tonalité sont insérés dans le circuit de contrôle des fréquences basses, parce que, dans le circuit parcouru par les fréquences élevées, les connexions supplémentaires augmenteraient la capacité parasite totale, ce qui amènerait des atténuations augmentant avec la fréquence.

Sur la **figure 1** nous avons représenté un type de circuit classique de réglage de tonalité à commutation, pourvu de cinq touches, chacune actionnant un commutateur à deux positions. La première touche, relative à la position: « musique symphonique » permet, lorsqu'on l'enfonce, le branchement de la résistance de 300 kΩ, dans le but d'assurer une réponse correcte même avec le contrôle des basses au maximum. L'autre section du commutateur court-circuite la résistance en série de 100 kΩ qui, est branchée dans les quatre autres positions du clavier. En voici la raison: dans la musique symphonique, on a des différences de niveau sonore très prononcées entre les « pianissimo » et les « fortissimo » de l'orchestre et, il faut donc exploiter au maximum la tension d'entrée. Comme une telle nécessité n'existe pas dans les autres positions, la résistance qui apporte l'atténuation et abaisse la dynamique sonore de l'équipement, y est présente.

En agissant sur la touche « musique légère », d'un côté on branche une résistance parallèle de 500 kΩ

NOTES ELEVEES

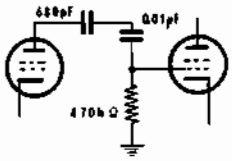


Fig. 2-A - Circuit équivalent du réglage de tonalité, dans la position: « notes élevées ».

VOIX PARLEE

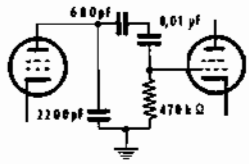


Fig. 2-B - Circuit du réglage de tonalité, dans la position correspondant à la voix parlée.

MUSIQUE

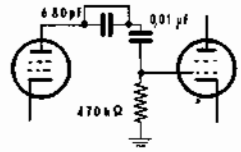


Fig. 2-C - Dans la position « musique », le condensateur de 680 pF en court-circuit.

NOTES BASSES

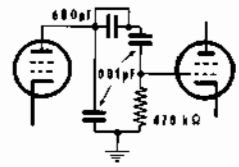


Fig. 2-D - Dans la position « notes basses », on insère un condensateur qui écoule les fréquences élevées à la masse.

qui atténue les plus basses fréquences et, de l'autre côté, on branche un condensateur de 300 pF qui permet la transmission des fréquences plus élevées. Le réglage des fréquences basses est réalisé au moyen d'un condensateur de 5 000 pF en parallèle, qui offre un chemin facile vers la masse pour les fréquences moyennes et élevées et détermine, par conséquent, une accentuation relative des fréquences plus basses. L'enfoncement de la touche correspondant à la position « voix », branche un condensateur série de 2 000 pF qui atténue les fréquences basses tandis que les fréquences élevées sont atténuées au moyen d'un condensateur parallèle de 150 pF. Le condensateur de 300 pF en série avec la résistance de 0,1 MΩ a pour effet d'accentuer les fréquences moyennes. La position « solistes » enfin, provoque encore une fois l'accentuation des fréquences moyennes au moyen de la résistance et du condensateur séries dont nous venons de parler, mais le condensateur série de 2 000 pF est débranché, permettant ainsi une bonne reproduction des fréquences basses, comme des fréquences moyennes.

Une autre circuit de réglages de tonalité sera examiné dans le paragraphe consacré au contrôle physiologique de volume.

La **figure 2-A, B, C** et **D**, indique les quatre formes que peut prendre le circuit de couplage entre l'étage amplificateur de tension et l'étage final, dans un récepteur de radio pourvu de réglages de tonalité à quatre positions. En observant la disposition et les valeurs des condensateurs insérés, il est facile de comprendre le principe de fonctionnement du circuit.

Correcteurs de tonalité utilisant la contre-réaction

Les dispositifs correcteurs de tonalité déjà étudiés étaient basés sur les systèmes potentiométriques variables avec la fréquence; ce sont certainement les plus classiques. Toutefois, il existe un autre moyen pour faire varier le gain d'un amplificateur avec la fréquence. Celui-ci consiste à utiliser une contre-réaction, de tension ou d'intensité, sélective, c'est-à-dire dont le taux β est fonction de la fréquence.

Si l'on diminue (ou l'on supprime) la contre-réaction dans une certaine gamme de fréquence (ici, aux extrémités du spectre audible), on renforce celle-ci par rapport au reste de la bande passante. Pour relever les fréquences basses et élevées, on diminue le taux de contre-réaction pour ces mêmes fréquences.

Considérons le montage de la **figure 3**. Pour relever les fréquences basses, on insère un condensateur C1 en série avec la résistance R2 du diviseur de tension qui permet de prélever la tension de contre-réaction. Sa valeur est choisie de façon que sa capacitance soit négligeable par rapport à R2 pour les fréquences moyennes. Ainsi, pour celle-ci, le taux de contre-réaction n'est pas modifié. Pour les fréquences basses, la réactance de capacité de C1 augmente (plus la fréquence est basse et plus 1/C1 est grande). Tout se passe comme si R2 augmentait pour ces mêmes fréquences. Il en résulte une diminution du taux de réaction $\beta = R1/(R2+R1)$ donc, une augmentation de gain.

Pour relever les fréquences élevées, on insère un condensateur C2 en parallèle sur la résistance R1 du potentiomètre de contre-réaction. Aux fréquences élevées, la réactance de ce condensateur est faible, ce qui correspond à une diminution de R1 (puisque C2 est en parallèle sur R1). Il en résulte une diminution de β donc une augmentation du gain pour ces mêmes fréquences. Pour les fréquences moyennes et basses, le condensateur C2 n'a aucune influence.

On peut modifier l'action des condensateurs C1 et C2, de façon à obtenir un rélèvement plus ou moins grand des fréquences basses et élevées, au moyen des potentiomètres P1 et P2.

Le potentiomètre P1 est branché en parallèle sur le condensateur C1. Lorsque sa résistance est maximum, le relèvement des notes graves est maximum et inversement. Le potentiomètre P2 est branché en série avec le condensateur C2. Lorsque sa résistance est minimum le relèvement des notes aiguës est minimum et inversement.

L'action de ce correcteur toutefois, n'est efficace que si le gain sans contre-réaction de l'amplificateur est suffisant pour les fréquences que l'on désire renforcer.

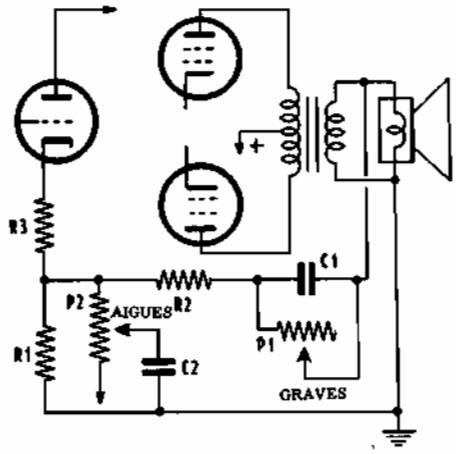


Fig. 3 - Exemple de correcteur de tonalité pour les notes graves et aiguës inséré dans le circuit de contre-réaction entre la sortie et l'étage d'entrée.

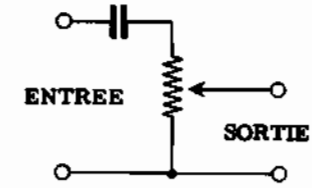


Fig. 4 - Commande de volume au moyen d'un atténuateur potentiométrique.

Ce dispositif n'est pas sans inconvénients. Le relèvement de chaque extrémité du spectre sonore étant obtenu par la diminution du taux de contre-réaction, s'accompagne d'une augmentation de la distorsion, et précisément sur les fréquences que l'on désire renforcer; de plus, la haute fidélité requiert, à la fois, une faible distorsion et une faible résistance de sortie sur toutes les fréquences transmises par l'amplificateur.

Un autre correcteur de tonalité, beaucoup plus intéressant, est basé sur le même principe de la réaction négative sélective. C'est le correcteur **Baxandall**, que nous étudierons séparément.

Commandes de volume compensées

La courbe de sensibilité de l'oreille humaine n'étant pas symétrique, les fréquences basses, à faible puissance, sont moins bien entendues que les fréquences élevées, qui sont défavorisées par rapport aux fréquences centrales du spectre sonore. D'autre part, la commande de volume des amplificateurs étant constituée par un simple diviseur de tension, (**figure 4**), il en résulte que pour la position du curseur correspondant à la puissance minimum, les fréquences les plus basses semblent à l'oreille humaine beaucoup plus atténuées que les fréquences élevées. Or, les équipements de reproduction sonore de salon sont rarement capables de fonctionner à une puissance suffisamment élevée. On est donc amené, pour compenser ce phénomène, à corriger la courbe de réponse de l'amplificateur en fonction de la puissance qu'il fournit.

Dans ce but, on fait appel aux commandes de volume compensées (**figure 5**). Le principe de fonctionnement est évident: le dispositif consiste essentiellement en un potentiomètre à prises auxquelles on adjoint un circuit RC qui met ces prises à la masse pour les fréquences élevées. Les circuits RC n'agissent pas à la puissance maximum.

En abaissant le volume à une valeur moyenne, on introduit le condensateur de 5 000 pF qui affaiblit les notes élevées jusqu'à une certaine limite déterminée par la résistance de 50 kΩ. Pour des niveaux inférieurs, la capacité passe à 30 000 pF et la résistance descend à 10 kΩ. Un circuit de plus grande efficacité, due à la présence des condensateurs C1 et C4 qui permettent le passage d'une fraction réduite des fréquences élevées, est indiqué par la **figure 6**. La **figure 7** représente à titre d'exemple, un circuit pourvu de réglages de tonalité insérés dans une commande de volume compensée utilisant la contre-réaction.

L'AMPLIFICATEUR

Les étages d'amplification de tension ne présentent pas, en général, de difficultés importantes en ce qui concerne la fidélité de reproduction. A ce propos, les règles que nous avons données dans les leçons précédentes, s'appliquant justement à l'amplification de tension, peuvent être considérées comme suffisantes.

Nous nous occuperons principalement de l'étage final qui est, comme nous l'avons d'ailleurs signalé, celui qui engendre presque toujours la plus grande distorsion. Nous commencerons par quelques considérations concernant les circuits inverseurs de phase, précédemment étudiés.

L'étage inverseur de phase

L'étage final symétrique nécessite — deux signaux de même amplitude mais de phase opposée. Ces signaux doivent être bien équilibrés, c'est-à-dire parfaitement symétriques et à faible taux de distorsion. L'étage que l'on utilise dans ce but est l'inverseur de phase, de l'un des types que nous connaissons.

Si, de plus, cet étage procure un gain important, cela est avantageux. Un gain élevé, en effet, permet d'avoir un nombre réduit d'étages, avec pour conséquence une distorsion de phase minimum, ce qui facilite l'application d'une contre-réaction importante.

Dans certains cas, on préfère obtenir, dans un tel étage, un gain élevé même au prix d'une plus grande distorsion, que l'on réduit ensuite, par une forte contre-réaction. Dans d'autres cas, on préfère un étage qui ait une faible distorsion, et par suite un faible gain. Un étage de ce genre est celui, à couplage par les cathodes: le gain est faible (environ 25) mais, en revanche, la distorsion est presque nulle. Les autres ty-

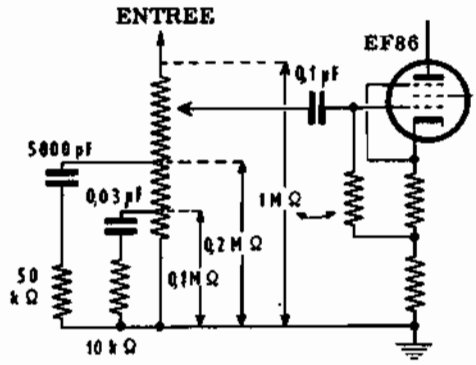


Fig. 5 - Exemple de commande de volume compensée. Les condensateurs connectés entre les prises du potentiomètre et la masse affaiblissent les fréquences élevées.

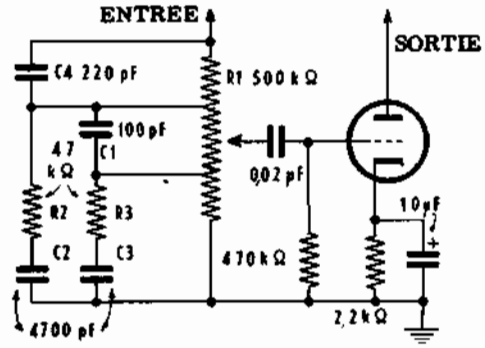


Fig. 6 - Dans ce cas, C1 et C4 en livrant passage à une fraction réduite des fréquences élevées, permettent ainsi une variation progressive.

pes d'inverseurs à double triode procurent un gain plus grand, mais aussi une plus grande distorsion.

L'inverseur de la **figure 8** donne un gain élevé et un faible distorsion. Il est muni d'un dispositif de réaction positive et d'un second de contre-réaction: il est donc du type à réaction mixte. A l'aide d'un tel circuit inverseur on peut obtenir des gains en tension de 200, avec une distorsion négligeable. Le gain peut monter jusqu'à 800, mais dans ce cas, on obtient une notable atténuation des fréquences les plus élevées. L'emploi de cet étage amplificateur-inverseur permet d'éviter l'étage amplificateur de tension à pentode qui précède couramment l'étage inverseur de phase.

L'étage final ultra - linéaire

Nous nous sommes occupés déjà à fond des étages de puissance symétriques à pentodes, nous nous bornerons donc à considérer les circuits de type particulier qui sont le propre des amplificateurs de haute qualité.

Nous avons déjà une idée de l'étage final ultra-linaire, parce que nous l'avions rencontré dans l'amplificateur de puissance décrit à la leçon 110.

Pour mieux comprendre son fonctionnement, il faut se rappeler que l'étage symétrique à triodes, apporte une distorsion inférieure à celle de l'étage symétrique à pentodes.

L'étage ultra-linéaire, où les grilles écrans sont reliées à deux prises sur le primaire du transformateur de sortie au lieu de l'être directement à la haute tension, a un comportement intermédiaire entre celui de l'étage à pentodes et celui de l'étage à triodes. On obtient, ainsi une contre-réaction anode-écran. Il faut considérer qu'une partie de la charge est, dans cet étage, appliquée aux grilles-écrans. C'est pour cette raison qu'il s'appelle souvent aussi « étage final à charge distribuée ». Entre le fonctionnement en pentode, pour lequel l'écran n'est soumis à aucune tension alternative et le fonctionnement en triode, pour lequel l'écran est soumis à la totalité de la tension alternative d'anode (il est alors relié directement à l'anode), il est possible de concevoir toute une gamme de fonctionnement en soumettant l'écran à une fraction βZa de la charge anodique. Pour $\beta = 0$, le tube fonctionne en pentode, et pour $\beta = 1$, le tube fonctionne en triode.

En pratique, β ne dépasse jamais 50%. Les valeurs les plus courantes sont: 20%, 40% et 43%. Cette dernière valeur est la plus fréquente en haute fidélité. Les tableaux 90 et 91, reportés dans la leçon 117, indiquent les conditions de fonctionnement, les puissances maximales et les taux de distorsion correspondants, dans les trois types d'étages de puissance symétriques: pentodes connectées en triode, pentodes à charge distribuée entre anode et écran et pentodes connectées normalement. Les tubes considérés sont ceux que l'on rencontre couramment dans les amplificateurs à Haute Fidélité: le EL 34, pour les amplificateurs de haute puissance et le EL 84 pour ceux de moyenne puissance.

En examinant ces tableaux, on voit qu'à égalité de puissance de sortie, les circuits normaux engendrent une distorsion nettement supérieure à celle des circuits ultra-linéaires et des circuits à triode. Ils permettent, d'obtenir des puissances de sortie supérieures à celles obtenues dans les deux derniers cas.

L'avantage du circuit ultra-linéaire est particulièrement évident dans le cas du tube EL 84 qui présente une distorsion plus petite que dans le cas de la connexion en triode. La puissance de sortie obtenue reste, considérable; elle est de l'ordre de 12 watts avec les prises à 43%, et de 15 watts avec les prises à 20%. Les valeurs de distorsion totale (indiquées dans le tableau) ont été obtenues sans contre-réaction à l'exception de celle imposée à l'écran et due à la structure du montage ultra-linéaire. De telles valeurs peuvent encore être considérablement diminuées, par l'emploi d'une réaction négative englobant tous les étages de l'amplificateur, que l'on obtient d'habitude en reportant, sur le circuit de cathode du premier ou du second étage d'amplification, une partie du signal présent aux bornes du secondaire du transformateur de sortie.

Le transformateur de sortie

Le transformateur de sortie est peut-être le composant le plus critique de l'amplificateur tout entier. La

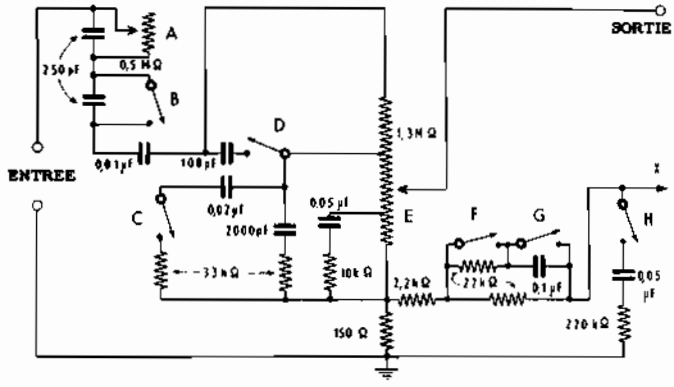


Fig. 7 - Circuit comportant des réglages de tonalité, insérés dans une commande de volume compensée: A = contrôle des notes graves; B = position « voix parlée » avec le contact ouvert; C = position qui correspond à une réponse linéaire (haute fidélité) à interrupteur ouvert; D = position « musique légère » à contact fermé; E = potentiomètre de commande de volume compensée; F = position « solistes » à contact ouvert; G = renforcement des notes graves à contact fermé; H = disposition « voix parlée » et « solistes » à contact fermé. La borne « X » aboutit au secondaire du transformateur de sortie (contre-réaction).

qualité d'un transformateur de sortie dépend de celle des matériaux entrant dans sa construction, ainsi que du soin apporté à celle-ci. Dans le commerce, il est possible de trouver des transformateurs de sortie de haute qualité: le prix en est, relativement élevé.

Si le transformateur de sortie est de basse qualité, il peut donner naissance aux types de distorsion suivants.

1 - Distorsion de fréquence. - Elle est due à une inductance primaire, insuffisante (qui affecte les fréquences basses), ainsi qu'à une valeur trop élevée de l'inductance de dispersion (qui affecte les fréquences élevées du spectre sonore). De plus, les capacités parasites en constituant avec l'inductance de dispersion un circuit résonnant amorti, modifient la fréquence de coupure à l'extrémité supérieure de la bande passante.

2 - Distorsion de phase - Elle se manifeste lorsque la tension de contre-réaction est prélevée sur le secondaire du transformateur. Habituellement, cette distorsion se traduit par l'apparition d'oscillations parasites de fréquence élevée. Ses causes sont les mêmes que celles de la distorsion de fréquence (inductance de dispersion trop grande).

3 - Distorsion harmonique et d'intermodulation dans l'étage final - Cette distorsion est due à la surcharge aux fréquences basses lorsque celles-ci provoque une réduction de l'impédance de charge réelle et ensuite une charge réactive aux fréquences les plus basses.

4 - Distorsion par intermodulation et distorsion harmonique attribuables à la non linéarité de la courbe d'aimantation du noyau magnétique du transformateur distorsion par harmoniques impaires (3 et 5 surtout). Cette distorsion est toujours présente, mais elle peut être réduite à une valeur très faible en évitant toute saturation magnétique du noyau. Pour cela, l'induction maximum ou densité de flux d'induction, doit être maintenue au-dessous d'une limite (0,7 Tesla; soit 7 000 gauss) pour des tôles normales.

5 - Distorsion harmonique - Elle est provoquée par une résistance trop forte des enroulements du transformateur, également défavorable pour le rendement.

Un bon transformateur de sortie doit présenter les caractéristiques suivantes: inductance primaire très élevée, faible inductance de dispersion et faible capacité propre des enroulements; induction non excessive; rendement élevé (faibles pertes dans le noyau et dans les enroulements); adaptation correcte des impédances.

Ces exigences sont contradictoires: une inductance primaire élevée, implique un nombre considérable de spires: ce qui se concilie mal avec une résistance ohmique minimale et une faible capacité propre. Une induction magnétique B max relativement réduite impose l'utilisation d'un noyau de forte section, ce qui conduit à de grandes dimensions et aux mêmes conséquences que celles d'une grande inductance primaire.

L'inductance de dispersion et les capacités parasites peuvent toutefois, être maintenues dans des limites raisonnables en séparant le primaire et le secondaire en plusieurs fractions, et en imbriquant ces différentes fractions de manière à obtenir un couplage maximal. L'inductance de dispersion est alors divisée par un nombre voisin de celui des imbriquements; donc, plus le nombre de galettes sera grand, plus l'inductance de fuite sera faible. On peut, par ce moyen, déplacer la fréquence de résonance vers des valeurs assez élevées. Par ailleurs, la réponse en fréquence de l'amplificateur doit être minimale vers cette fréquence de résonance. Si on exige une reproduction sonore sans résonance jusqu'à 20 kHz, la fréquence minimale pour laquelle on tolère une atténuation de 3 dB est de 60 kHz.

La valeur de l'inductance de dispersion peut être plus faible si l'on préfère la tension de contre-réaction sur un enroulement séparé même si l'on emploie un bobinage simple et presque courant. Du moment que la bobine mobile du haut-parleur n'est pas comprise dans la chaine de contre-réaction, les résultats obtenus ne sont pas tout à fait satisfaisants, étant donné que la réponse de l'amplificateur aux fréquences les plus élevées commence à diminuer avant les 20 000 hertz.

De meilleurs résultats sont obtenus avec un transformateur dont le primaire est divisé en un certain nombre d'enroulements reliés en parallèle, entre lesquels on dispose les galettes des enroulements secondaires reliées en parallèle. Le couplage entre primaire et

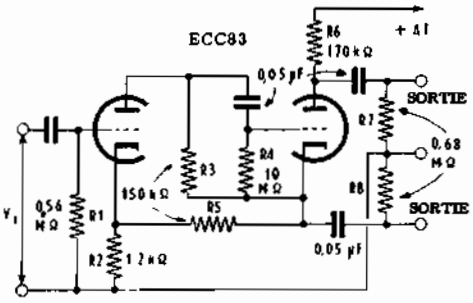


Fig. 8 - Circuit inverseur de phase à gain élevé et à faible distorsion, du type à réaction mixte c'est-à-dire positive et négative les deux signaux de sortie sont déphasés de 180°.

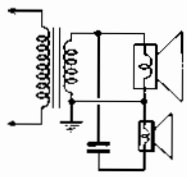


Fig. 9 - Séparation des fréquences aiguës et des fréquences basses au moyen d'un condensateur en série avec la bobine mobile.

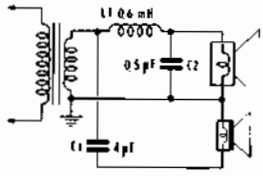


Fig. 10 - Circuit plus complet et plus efficace, comportant un filtre séparateur de type LC.

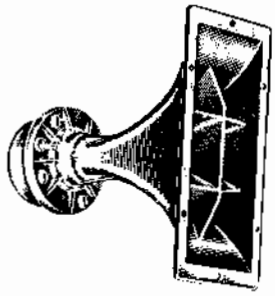


Fig. 11 - Aspect d'un haut-parleur à compression pour la seule reproduction des notes élevées (« tweeter »). Remarquons la subdivision du pavillon en plusieurs cellules.

secondaire n'est pas assez serré et l'on obtient une inductance de dispersion relativement forte.

Les meilleurs résultats sont obtenus avec un primaire divisé en sections bobinées en série. Le mandrin comporte deux compartiments identiques contenant chacun la moitié du primaire; celle-ci est subdivisée en cinq enroulements, comprenant entre eux les enroulements secondaires. Il y a donc, en tout, 10 sections formant le primaire et 8 sections constituant le secondaire. Les bobines du primaire sont reliées en série, celles du secondaire soit en parallèle, soit en série-parallèle, selon les exigences. Ce mode de construction offre un autre avantage: les prises faites sur le primaire facilitent le choix des connexions convenant pour les grilles-écrans dans un étage final ultra-linéaire.

Les haut-parleurs

Nous avons déjà exposé la façon dont on peut connecter plusieurs haut-palreurs à un amplificateur unique. L'emploi de plusieurs haut-parleurs est nécessaire, non seulement lorsqu'on veut sonoriser de vastes salles ou plusieurs locaux simultanément, mais encore lorsqu'on désire obtenir des auditions de haute fidélité. Tous les équipements de Haute Fidélité sont, en fait, munis de plusieurs haut-parleurs dont on se sert pour améliorer la qualité de la reproduction sonore et non pour augmenter la puissance. Pour comprendre cela, il fait savoir qu'il est très difficile de reproduire au moyen d'un seul haut-parleur toutes les fréquences de la gamme acoustique. En effet, les haut-parleurs destinés à reproduire fidèlement les fréquences élevées doivent avoir un cône petit; pour la reproduction des fréquences basses, au contraire, il faut utiliser des haut-parleurs de dimensions considérables. Certes, un simple haut-parleur destiné à reproduire toute la gamme des fréquences peut donner d'excellents résultats lorsqu'il est monté sur une bonne enceinte acoustique (baffle). Le principal inconvénient du haut-parleur unique réside dans la réponse directionnelle.

Il est possible de l'atténuer, en utilisant un baffle muni d'un réflecteur dont le rôle est de répartir les fréquences élevées dans toutes les directions. Mais, tous les experts sont unanimes sur ce point, le plus simple des systèmes à deux haut-parleurs est bien meilleur que la solution du haut-parleur unique. Un tel système peut comporter un haut-parleur de 30 cm de diamètre pour les fréquences basses du spectre et un haut-parleur de 13 cm pour le médium et les aigües. Naturellement un filtre de séparation est nécessaire. La **figure 9** représente un circuit d'utilisation simple, constitué d'un haut-parleur de grandes dimensions et d'un autre de plus petites dimensions.

Le condensateur doit avoir une capacité de l'ordre de quelques microfarads. La capacité à choisir sera fonction de l'impédance du HP d'aiguës. L'influence de la capacité devient négligeable lorsque sa réactance est le ¼ de l'impédance du HP. Avec un HP de 8 Ω, C = 16 µF; avec un HP de 2,5 Ω, C = 50 µF. Dans ces conditions, les fréquences basses n'atteignent pas le petit haut-parleur, tandis qu'elles sont reproduites régulièrement par le grand haut-parleur. Ce système, ne permet d'obtenir que des résultats modestes.

Un circuit capable de fournir de meilleurs résultats est celui de la **figure 10**. Il repose sur le même principe que le précédent, mais on a, en plus du condensateur C1, l'inductance L1 et le condensateur C2. De cette façon, la distribution des fréquences est plus exacte, étant donné que les composants susmentionnés permettent aux fréquences les plus élevées d'atteindre le haut-parleur de petit diamètre, on a donc une séparation plus nette des deux haut-parleurs.

Dans les équipements de Haute Fidélité, on préfère souvent les haut-parleurs du type à compression, munis d'un diffuseur à pavillon et dénommés « **tweeter** », aux haut-parleurs à cône, comme unité de reproduction des fréquences élevées. Le pavillon n'est pas du type circulaire, mais plutôt rectangulaire et il est subdivisé en plusieurs cellules, comme le montre la **figure 11**. Pour la reproduction des fréquences basses on utilise toujours des haut-parleurs à cône de grand diamètre construits avec des matériaux de haute qualité, qui permettent une reproduction parfaite des ondes sonores

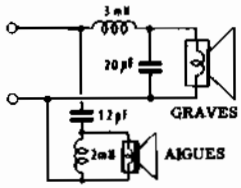


Fig. 12 - Filtre séparateur adapté au branchement en parallèle des haut-parleurs.

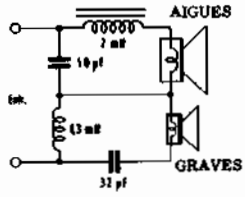


Fig. 13 - Circuit analogue au précédent, mais adapté au branchement en série, des haut-parleurs.

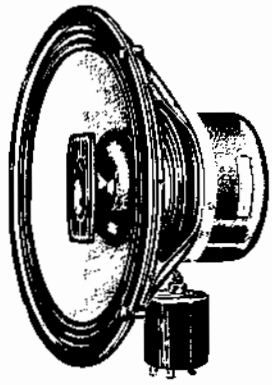


Fig. 14 - Haut-parleur bimoteur qui consiste en deux unités indépendantes et coaxiales.

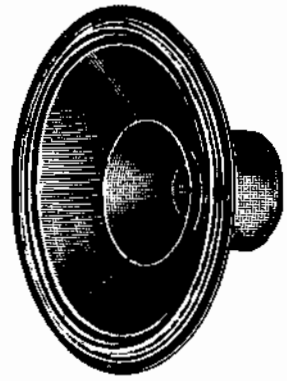


Fig. 15 - Exemple de haut-parleur bicônique à une seule bobine et deux cônes.

très longues (fréquences très basses). Les anglo-saxons le nomment: « **woofer** ».

Les circuits de séparation des figures 9 et 10 sont simples et efficaces, mais ce ne sont pas les meilleurs. Dans les équipements de haute qualité, on utilise en général des filtres séparateurs particuliers. Ces circuits permettent d'obtenir une séparation optimum, pour laquelle les fréquences basses parviennent au « woofer » seulement, tandis que ne parviennent au « tweeter » que les fréquences supérieures à la fréquence centrale. Deux circuits de ce type sont indiqués par les **figures 12 et 13**. Le premier est adapté au branchement en parallèle des haut-parleurs et, le second, au branchement en série de ces derniers. Dans les deux cas, la division de fréquence est obtenue au moyen d'une inductance en parallèle et d'un condensateur en série avec le HP d'aiguës et au moyen d'une inductance en série et d'un condensateur en parallèle avec le HP de grand diamètre.

Haut - parleurs multiples

Un haut-parleur de grand diamètre pour fréquences basses assure la reproduction des fréquences comprises entre 30-40 Hz et 5 kHz environ, tandis qu'un haut-parleur moyen, peut reproduire, tout seul, les fréquences comprises entre 60 Hz et 12 kHz. Naturellement, ces limites ne sont pas absolues et elles varient d'un type à un autre.

On a essayé, mais sans succès, d'étendre la réponse des haut-parleurs, de façon à pouvoir couvrir toute la gamme acoustique au moyen d'un haut-parleur unique. La solution de ce problème a été donnée par les haut-parleurs multiples. Ces derniers peuvent être de deux types fondamentaux: les haut-parleurs à plusieurs unités séparées et ceux à plusieurs cônes.

Au premier genre appartiennent les haut-parleurs bimoteur et trimoteur, constitués de deux ou trois unités indépendantes l'une de l'autre, mais coaxiales (**figure 14**). Chaque cône possède sa bobine mobile, et ses dimensions sont calculées pour une gamme déterminée de fréquences. De cette façon, on réunit dans un seul ensemble deux ou trois haut-parleurs. Naturellement, il faut interposer entre les diverses bobines mobiles des filtres séparateurs qui puissent transmettre à chacune d'elles la bande de fréquence pour la reproduction de laquelle elle a été conçue.

Les haut-parleurs à plusieurs cônes sont, au contraire, en règle générale, plus simples et moins coûteux; ils peuvent donner également un rendement assez bon. Ils sont constitués d'une seule bobine mobile solidaire de plusieurs cônes coaxiaux. D'habitude, il existe un cône de grandes dimensions, pour la reproduction des fréquences moyennes et basses et, au centre, un petit cône (**figure 15**) qui, soit à cause de ses dimensions réduites, soit parce qu'il a son bord extérieur libre, se prête particulièrement bien à la reproduction des fréquences élevées. Au moyen de ces haut-parleurs, on peut obtenir des réponses linéaires entre 40 Hz et 20 kHz. Une réalisation beaucoup plus intéressante repose sur la présence de deux cônes différents (l'un pour les fréquences élevées et l'autre pour les fréquences basses) avec les bobines mobiles relatives situées coaxialement dans l'entrefer (**figure 16**): dans ce cas, un filtre séparateur est nécessaire mais la solution est sans doute l'une des meilleures.

Les haut-parleurs à deux cônes, mais à une seule bobine mobile, sont très employés à cause de leur simplicité d'utilisation. Ils ne requièrent, en effet, aucun filtre séparateur.

La diffusion sonore

Le haut - parleur a un rendement extrêmement mauvais, de l'ordre de 1 à 5%; ce qui signifie qu'un amplificateur fournissant au haut-parleur une puissance modulée de 10 watts, celui-ci ne restitue, sous forme acoustique, que 0,1 ou 0,5 watt. Fort heureusement, un watt acoustique est suffisant pour faire beaucoup de bruit.

Presque toute la puissance est utilisée dans les fréquences basses; on a donc cherché à augmenter le renment du haut-parleur dans cette partie du spectre acoustique.

La grande difficulté de reproduction des fréquences

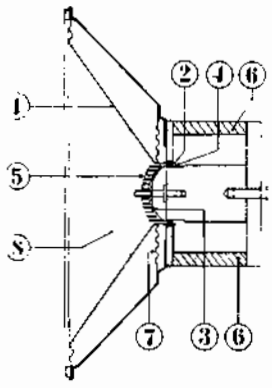


Fig. 16 - Coupe d'un haut-parleur bimoteur. 1 = cône pour les notes basses; 2 = bobine mobile du grand cône; 3 = diaphragme pour les fréquences élevées; 4 = bobine mobile du diaphragme; 5 = lentille acoustique divergente; 6 = aimant en anneau; 7 = dispositif de centrage de la bobine 2; 8 = filtre anti-poussière.

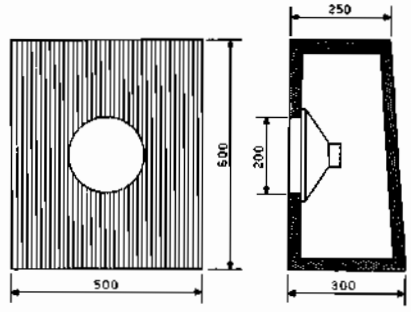


Fig. 17 - Exemple de baffle fermé pour haut-parleur. L'énergie sonore provenant de la partie arrière du haut-parleur est absorbée.

basses est due au fait suivant: les ondes sonores sont constituées de compressions et de dépressions de l'air. Les compressions constituent les demi-ondes positives et les dépressions, les demi-ondes négatives. Lorsque le cône du haut-parleur reçoit une impulsion positive, il se déplace vers l'avant; l'intérieur du cône repousse alors l'air en contact avec lui, créant ainsi une compression de l'air; pendant ce temps, l'arrière du cône en avançant, engendre une dépression. Si la fréquence est basse la compression avant annule la dépression arrière; il en résulte un véritable court-circuit acoustique.

Pour l'empêcher, il faut interposer entre les faces avant et arrière du haut-parleur, un écran rigide, non élastique, suffisamment grand devant la longueur d'onde du son. Dans les postes de radio normaux c'est l'ébénisterie elle-même, qui fait office d'écran. Etant donné qu'elle est, d'habitude, ouverte à l'arrière, on dit qu'elle constitue une «enceinte acoustique ouverte». Ce système présente l'avantage d'avoir des dimensions plus petites que l'écran plan; toutefois, il présente l'inconvénient de posséder une fréquence propre de résonance, produisant un renforcement caractéristique du son correspondant. En outre, les dimensions de l'enceinte étant limitées, elles ne permettent pas une parfaite reproduction des fréquences les plus basses.

Une solution mieux appropriée aux équipements de Haute Fidélité consiste à employer des enceintes acoustiques (baffles) fermées, à l'intérieur desquelles on à disposé un matériau qui absorbe les ondes sonores engendrées par la partie arrière du cône. On obtient la diffusion des notes produites uniquement par le côté antérieur, évitant ainsi l'effet de court-circuit acoustique mentionné plus haut. La **figure 17** représente un exemple d'enceinte acoustique complètement fermée, destinée à un haut-parleur de 20 cm de diamètre.

Le système « bass reflex »

La reproduction parfaite des notes basses est limitée, en ce qui concerne le haut-parleur, par les dimensions du cône. Il est possible d'améliorer la réponse aux fréquences basses au moyen de baffles particuliers, appelés **bass reflex** ou enceinte antirésonnante.

Ces baffles, dont nous donnons quelques exemples de réalisation dans la leçon suivante, sont — en règle générale — analogues à ceux signalés dans le paragraphe précédent. L'unique différence réside dans le fait que les premiers, au lieu d'être complètement fermés, sont pourvus d'une ouverture de dimensions convenables, souvent de forme rectangulaire, sur la paroi frontale. Si l'on s'arrange pour que la fréquence de résonance de l'enceinte soit égale à celle du haut-parleur, on obtient, de part et d'autre de cette fréquence, deux pointes de résonance, l'une correspondant à une fréquence inférieure à celle du HP, l'autre, supérieure à celle du HP. A la fréquence commune de résonance du baffle et du HP, le son sort, en majeure partie, par l'ouverture frontale qui, ainsi, devient la seule génératrice de sons aux fréquences supérieures; le HP et l'ouverture émettent des sons en phase qui se renforcent, tandis qu'aux fréquences inférieures, les sons émis sont en opposition de phase et se neutralisent partiellement.

Le résultat final est un renforcement des fréquences basses, comme si on utilisait un haut-parleur de diamètre plus grand avec un baffle fermé. La fréquence de résonance de l'enceinte dépend de son volume intérieur ainsi que des dimensions de l'ouverture frontale. Plus le volume de l'enceinte est grand et plus les dimensions de l'ouverture sont petites, plus la fréquence de résonance est basse. C'est pour cette raison que les baffles « bass reflex » doivent être calculés soigneusement et doivent être adaptés au haut-parleur employé. On doit choisir un haut-parleur ayant une fréquence de résonance la plus basse possible. Il est utile que les dimensions de l'ouverture frontale soient variables, afin qu'on puisse faire le réglage de l'enceinte. Dans ce but, on pratique une ouverture de dimensions supérieures à celles prévues, pourvue d'une fermeture réglable: une fois la position de la fermeture déterminée, on la fixe solidement. Le bon réglage est celui pour lequel les deux pointes de résonances ont la même amplitude.

Leçon n° 116

LE PREAMPLIFICATEUR MONOPHONIQUE DYNAKIT PAM 1

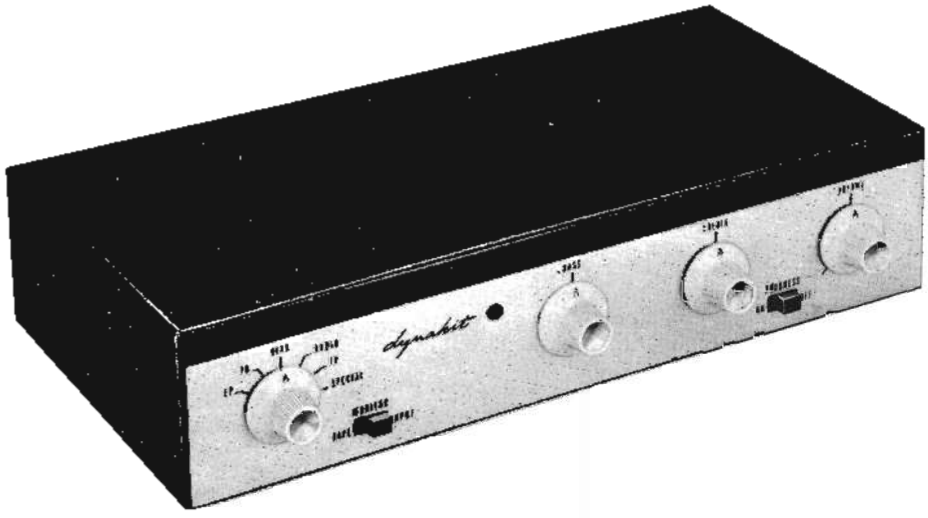


Fig. 1 - Aspect du préamplificateur entièrement monté. Remarquer la disposition rationnelle des divers contrôles (tonalité et volume) et du sélecteur. Les prises d'entrée pour les signaux sont placées à l'arrière.

Le Préamplificateur Dynakit est un appareil aux larges capacités d'emploi, que ce soit à partir d'un amplificateur Dynakit ou de toute autre marque (**figure 1**). Ce préamplificateur utilise un nouveau circuit breveté dans lequel la contre-réaction de tension et de courant comprend chaque partie de lampe. Cette contre-réaction donne une stabilité élevée et une sûreté de fonctionnement, réduisant grandement la distorsion, et abaissant le bruit de fond.

Le préamplificateur présente une conception de circuit inhabituelle (**figure 2**). Une simple 12 AX 7 agissant comme une double contre-réaction avec égalisation déterminée par réaction aux fréquences extrêmes, fonctionne en amplificateur à bas niveau pour têtes magnétiques de pick-up, microphones ou tête de lecture. Cette section donne un gain de tension de 50 pour élever le faible niveau d'entrée de ces sources à celui des entrées à haut niveau de tuners, magnétophones, etc. Une deuxième 12 AX 7, agissant en contre-réaction comme la précédente, est la partie commandant la tonalité, réglée par ajustement de la réaction aux fréquences extrêmes. Le gain en tension est de 10, suffisant pour porter les diverses entrées au niveau nécessaire pour tout amplificateur courant.

Une commande de volume et un système de commutation relient les deux couples de réaction. Avec ce genre d'arrangement, les signaux sont atténués avant d'atteindre la partie commande de tonalité afin d'éviter toute possibilité de surcharge, quelle que soit l'amplitude du signal en provenance de la source. Donc la position de la commande de volume n'affecte pas le taux de distorsion. Dans beaucoup d'amplificateurs, une distorsion est minimum avec plein volume, mais augmente de façon notable pour des positions d'écoute normales, ce qui ne se produit pas avec cet appareil.

Le dispositif de circuit utilisé élimine aussi la discrimination de fréquences pour différentes positions de la commande de volume. Dans de nombreux matériels sur le marché, la réponse en haute fréquence est perdue quand le volume est réduit, ce qui est inexact pour le Dynakit dans lequel rien n'est changé en modifiant la commande de volume, si ce n'est le gain total.

Tous les commutateurs des circuits BF aussi bien que les commandes d'alimentation en alternatif de l'équipement auxiliaire sont commandés à partir du préamplificateur. Un redresseur interne alimente en courant continu les filaments, ce qui autorise un fonctionnement régulier quelle que soit la source d'alimentation du préamplificateur, et le rend indépendant vis-à-vis de cette alimentation.

INSTRUCTIONS GENERALES

Le montage du préamplificateur Dynakit est extrêmement simple en comparaison de la plupart des montages. Cela est dû au fait que toute la partie délicate du montage est constituée par un circuit imprimé. Les autres parties sont montées de façon à permettre un câblage et un changement de pièces faciles si nécessaire. En raison de sa facilité de conception, le Préamplificateur Dynakit ne demande que dix heures de travail environ pour le montage. L'outillage nécessaire comprend un fer à souder à petite panne un pistolet soudeur, des pinces à longs becs, tournevis et pinces coupantes. Bien que non essentielle, une pince à dénuder peut être utile.

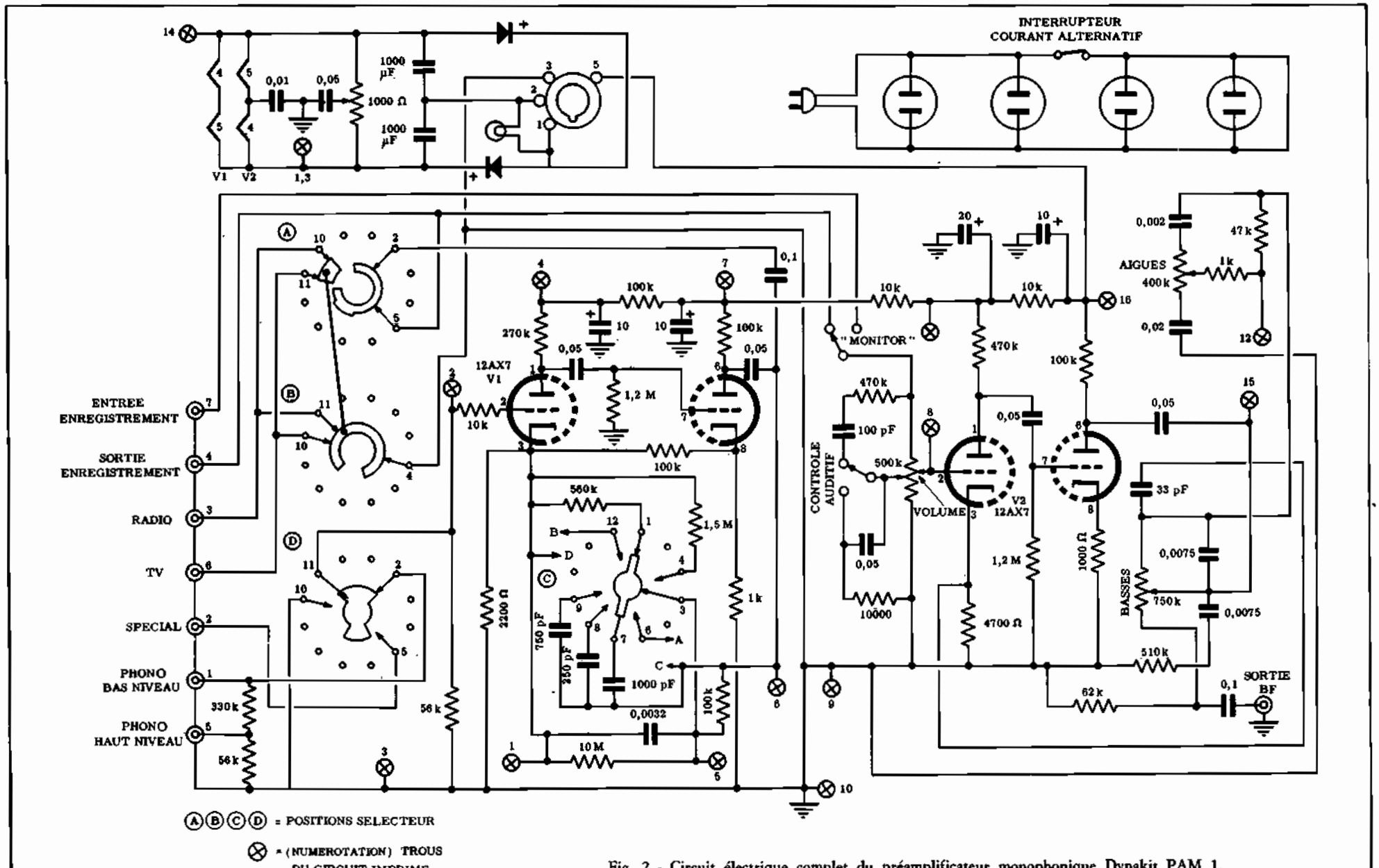


Fig. 2 - Circuit électrique complet du préamplificateur monophonique Dynakit PAM 1.

De bonnes soudures sont nécessaires pour obtenir un résultat satisfaisant, il faut donc utiliser de la soudure décapante à base de résine.

Lorsque la lettre « S » apparaît, la soudure doit être effectuée aussitôt. Dans le cas contraire, cela indique que d'autres connexions doivent être faites ultérieurement en ce point. Les soudures doivent être brillantes, sans excès d'étain ce qui indique un contact parfait entre les deux parties et il est recommandé d'utiliser un fer à souder à pointe fine pour accéder aux points difficilement accessibles du châssis.

Vérifier et identifier toutes les pièces fournies pour le montage et repérer leur emplacement sur les plans de montage. Le circuit imprimé porte des numéros correspondant aux connexions qui doivent être faites.

Suivre les instructions de montage étape par étape, et vérifier après chaque étape le travail effectué avant d'aborder une autre étape. En procédant de cette manière, dès le montage fini, l'appareil sera en ordre de marche.

MONTAGE MECANIQUE ET ELECTRIQUE

Monter les fiches d'entrée, en s'assurant d'une bonne masse avec le châssis.

Monter la prise de courant sur la monture arrière.

Monter la plaque bakélite du condensateur sur l'arrière du panneau arrière, le condensateur lui-même étant fixé en tordant à 45° chaque languette. La partie du condensateur marquée d'un demi cercle va en position 1 (**figure 3**).

Monter le potentiomètre de 1 000 Ω (commande d'élimination de ronflement) sur le panneau arrière en dessous des prises de courant.

Placer ensuite côte à côte les 2 condensateurs polarisés de 1 000 µF, et au dessus d'eux le redresseur au sélénium, la borne + (point rouge) au-dessus.

Continuer par la mise en place du potentiomètre de 500 000 Ω (contrôle de volume), de celui de 750 000 Ω (contrôle des basses), et enfin de celui de 400 000 Ω (contrôle des aiguës). Les fils du potentiomètre de 500 000 Ω doivent être torsadés et éloignés des autres composants pour ne pas introduire de ronflements.

Réaliser ensuite les connexions indiquées sur les dessins entre les pièces mises en place, puis attaquer le montage du sélecteur après avoir mis en place le circuit imprimé. Noter que les trous de ce circuit sont déjà étamés ce qui évite d'endommager ce circuit ou les composants par un apport supplémentaire de soudure.

Le sélecteur (**figure 4**) a 12 positions, la position 1 étant indiquée par un point rouge le sens de montage se faisant dans le sens des aiguilles d'une montre. C'est la partie la plus délicate du montage mais les figures sont suffisamment explicites pour que cette étape ne présente pas de difficultés majeures. Cependant à ce stade, vous devez décider si l'entrée « spéciale » qui est la caractéristique du Dynakit sera utilisée pour une tête de pick-up, un microphone ou un magnétophone. La plupart des gens préfèrent une entrée phono standard RIAA afin d'avoir un électrophone connecté aussi bien qu'une platine. Pour cela, il est seulement nécessaire d'ajouter deux courtes liaisons sur la galette arrière du commutateur. Une liaison relie les bornes 9 et 12 et l'autre les bornes 3 et 6.

Si l'entrée « spéciale » doit être utilisée avec un microphone, les instructions précédentes pour l'utilisation phono sont sans objet et les liaisons antérieures effectuées sur les bornes 3 et 9 de la galette arrière doivent être soudées. Puis relier la borne 6 de la galette avant à la borne 6 de la galette arrière, de même relier la borne 3 de la galette avant à la borne 6 arrière.

En outre, un condensateur de 33 picofarads reliera la borne 12 arrière à la borne 12 avant, un fil de liaison la borne 12 avant à la borne 9 avant.

Si l'entrée « spéciale » doit être utilisée avec une tête magnétophonique, il suffit de relier les bornes 12 avant et arrière par un condensateur de 33 pF et une résistance de 18 000 Ω 1/2 watt, puis de relier les bornes avant 12 à 9 et les bornes arrière 3 et 6 par un simple fil. Cette dernière liaison n'est pas nécessaire pour la reproduction d'un enregistrement à partir d'un magnétophone qui possède une préamplification interne. L'égalisation obtenue à partir de ce type de câblage est l'égalisation d'enregistrement au standard NARTB.

Naturellement, il est possible de modifier à n'importe quel moment le type d'entrée choisi; seulement le câblage est plus délicat à modifier une fois l'appareil terminé qu'avant le montage du commutateur.

Le branchement des résistances de 56 000 Ω (montée entre la borne 5 de l'entrée et la borne 10 de la galette arrière) et celui de la résistance de 330 000 Ω (montée entre la borne 1 et la borne 5 de l'entrée) déterminent une sortie à 50 000 Ω pour des entrées phono à haut et bas niveau, et à 56 000 Ω pour l'entrée « spéciale ». Si l'entrée « spéciale » est utilisée avec une cartouche magnétique, cette valeur sera correcte, de même qu'avec un microphone à basse impédance (avec transformateur d'adaptation) ou une tête magnétique. Un microphone à haute impédance peut être utilisé directement sans transformateur d'adaptation si l'entrée « spéciale » est câblée pour microphone. Les terminaisons des deux entrées phono reçoivent pratiquement toutes les cartouches. Cependant, si une plus basse impédance est désirée, cela peut être obtenu en ajoutant directement une résistance aux bornes de la cartouche. Par exemple, 56 000 Ω donneront une charge totale d'environ 27 000 Ω qui est la valeur suggérée pour de plus vieux modèles de cartouches d'enregistrement. Si une terminaison à 100 000 Ω est demandée pour une entrée phono à bas niveau, cela peut être obtenu en remplaçant la résistance de 56 000 Ω sur le circuit imprimé par une de 120 000 Ω.

UTILISATION

Votre préamplificateur Dynakit a été dessiné en fonction d'une longue utilisation, d'un emploi facile, et d'une souplesse de conduite pour tout système HI - FI, simple ou complexe. Il fait fonction de « coeur » de l'ensemble du système dans lequel il est incorporé.

Sur l'arrière de l'appareil, sont toutes les connexions d'entrée et de sortie. L'entrée phono à bas niveau est

utilisée pour des pick-up phono magnétiques (tels Dynaco B et O, GE, Fairchild, etc...) qui ont moins de 15 millivolts en sortie. L'entrée phono à haut niveau est pour les pick-up qui ont une sortie supérieure à 15 mV. Ces deux entrées ne doivent pas être connectées en même temps. L'entrée à haut niveau fait partie de celle à bas niveau et sert à atténuer des signaux plus forts afin de permettre à l'utilisateur d'avoir des niveaux d'entrée presqu'égaux selon les divers canaux d'entrée (la plupart des appareils, autres qu'un phono, ont leur propre dispositif d'ajustement pour maintenir les signaux approximativement au même niveau).

Un tuner sera relié à l'entrée « radio », un magnétophone à l'entrée « enregistrement », les autres sources à haut niveau telles que pick-up piézo, son TV, etc., doivent être reliées à l'entrée « TV ». L'entrée « spéciale » sert généralement comme une entrée pour phono magnétique (pour un électrophone si une platine est déjà utilisée comme entrée normale phono) ou pour un magnétophone si cette option a été choisie (pour une platine de magnétophone qui n'a pas son propre préampli) ou pour une entrée microphonique. Il y a deux sorties. L'une d'elles permet la liaison à un magnétophone de telle sorte que des signaux dans le préampli peuvent être transmis à l'enregistreur sans être affectés par les commandes de tonalité et de volume du préamplificateur. Par conséquent, lorsqu'on écoute la radio ou un phono, il est facile de brancher le magnétophone et d'enregistrer le programme tandis qu'on écoute sur la chaîne haute fidélité. Le fil provenant de l'enregistreur ne doit pas avoir plus de 1,80 m de long à moins que la source d'entrée soit à basse impédance. L'autre sortie est celle qui relie l'amplificateur de puissance et lui amène le signal incident.

Le câble blindé avec bornes qui est fourni avec le montage est idéal pour cela, mais un câble plus long peut être utilisé (plus de 7,50 m) si désiré.

On trouve également sur le panneau arrière quatre prises alternatives disponibles; deux d'entre elles sont toujours alimentées quand le préampli est branché, et deux autres sont alimentées quand le préampli est en marche.

L'amplificateur et le tuner peuvent être reliés aux prises alimentées. D'autres éléments comme un tourne disque ou un magnétophone nécessitent généralement un interrupteur mécanique aussi bien qu'électrique afin qu'ils ne soient pas coupés à distance mais par leur propre interrupteur. Par conséquent, ceux-ci sont reliés aux prises alternatives non branchées.

Les deux câbles issus de l'arrière du bloc relient l'alimentation alternative à l'ensemble du système HI-FI et à l'alimentation des tubes et de la circuiterie du préampli. Le cordon d'alimentation peut être branché à tout voltage ou tout secteur électrique à la fréquence, qui puisse actionner les autres éléments de l'ensemble. Si l'amplificateur réclame 230 volts 50 Hz par exemple, le préampli peut être alimenté par la même source. La raison de cela est que les liaisons alternatives sur le préampli n'affectent pas les tensions dans l'appareil, elles sont seulement pour la commodité d'alimentation en alternatif et de mise en route des autres blocs de l'ensemble.

Le cordon d'alimentation issu du préampli se termine par un bouchon octal. Le dernier doit être inséré dans un bloc séparé d'alimentation comme le Dynakit PS 1, ou dans le socle octal dûment cablé d'un amplificateur à partir duquel la puissance désirée doit être prélevée. Le câblage de ce socle pour l'utilisation de l'amplificateur Mark III est donné sur le schéma (voir **figure 5**).

Pratiquement tout amplificateur de puissance peut être utilisé pour fournir les tensions nécessaires au préampli puisque les tensions demandées sont très faibles. Ces tensions sont 6 volts à 0,75 A, entre 200 et 400 volts continus (3 à 4 mA), et une masse commune.

Les contacts 1 et 2 sont utilisés pour la liaison 6 volts alternatifs. Celle-ci sera prélevée à partir de l'alimentation de chauffage dans l'amplificateur en reliant directement 2 fils aux bornes de chauffage d'un des socles de lampes, en les torsadant ensemble avant de les relier aux bornes 1 et 2 du socle d'alimentation du préampli. Ce circuit de chauffage doit être « flottant » ce qui signifie que ni la prise médiane, ni aucune partie de son circuit ne doit être mise à la masse, car autrement il se produirait un ronflement excessif. Cette connexion 6 V alternatif est portée à 11 volts continu par un dispositif doubleur du préamplificateur. La borne 5 est utilisée pour une tension anodique continue entre 200 et 400 volts. Il est préférable de pratiquer cette liaison à partir d'un point de l'amplificateur où il y a une tension d'alimentation filtrée, et qu'une résistance étalonnée et au moins 10 000 Ω (1 watt) aura été placée entre la borne 5 et la source de tension pour obtenir un filtrage additionnel du préamplificateur. La tension optimum à la borne 5 après connexion du préampli est 350 volts. Cependant, les spécifications de fonctionnement de l'appareil se situent entre 200 et 400 volts.

La borne 3 devra être utilisée pour une masse entre le châssis du préampli et celui de l'amplificateur. Comme indiqué sur le schéma pour la liaison entre le préampli et l'ampli Mark III, il est préférable d'insérer une petite résistance de 10 Ω entre la borne 3 et le châssis. Cela élimine la possibilité de ronflement qui peut se produire par un couplage de la masse avec la masse commune des ampli et de l'alimentation.

Les amplificateurs qui imposent un shunt de la borne 6 à la borne 7 pour leur mise en route (ceci est valable pour les amplificateurs Heathkit), sont automatiquement adaptés au bouchon d'alimentation du préampli Dynakit qui a un cavalier entre ces deux bornes. Cela permet l'utilisation du préamplificateur avec ces amplificateurs sans modification de circuit.

Toutes les commandes de fonctionnement sont sur le panneau frontal (**figure 6**). Le sélecteur connecte les diverses entrées, et permet le choix de celles-ci entre « phono » pour disques longue durée, 78 tours, ou selon la norme RIAA (**figure 7**). L'entrée « spéciale » peut servir soit comme une entrée phono additionnelle soit pour un microphone ou une tête de magnétophone. No-

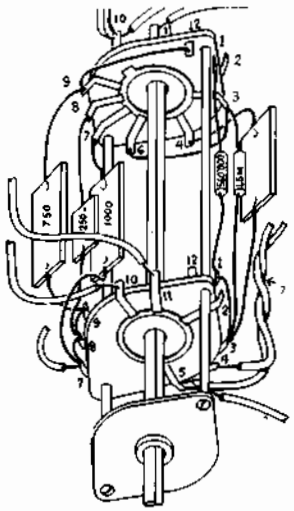


Fig. 4 - Position particulière du sélecteur qui montre la liaison pour le phono selon les prescriptions de la RIAA.

ENTREES

ARRIVEE COURANT ALTERNATIF

V1 12AX7 ECC83

V2 12AX7 ECC83

CIRCUIT IMPRIME

CONDENS.

330'000

0,1 µFD

0,5 µFD

BLANC

NOIR

ROUGE

VERT

BRACELETS DE FIXATION DES CONDENSATEURS

REDRESSEUR AU SELENIUM

1000 µFD

1000 µFD

POINT ROUGE

FIXATION

LAMPE TEMOIN

"MONITOR"

CONTROLE AUDITIF

0,05

SELECTEUR

BASSES (750'000)

AIGUES (400'000)

VOLUME (500'000)

Fig. 3 - Dessin du câblage du préamplificateur. Pour mieux comprendre le montage, le châssis a été représenté ouvert. Les différentes liaisons sont indiquées clairement, ce qui permet de suivre facilement le circuit, soit pour le contrôle soit pour la réparation. Remarquer les prises d'alimentation et celles d'entrée des signaux qui proviennent de différentes sources sonores. A gauche, le sélecteur est bien visible avec toutes les liaisons qui en partent. Vers le haut, cependant, on peut observer le circuit imprimé opportunément mis en liaison avec le reste du circuit.

ter que son utilisation avec la tête de lecture est seulement nécessaire quand la platine du magnétophone n'a pas de préamplificateur. Dans le cas contraire la sortie du magnétophone doit être reliée à l'entrée « Tape » (enregistrement) qui est choisie par le commutateur « Monitor ».

Le commutateur autonettoyeur « Monitor » sélectionne soit l'entrée magnétophone soit l'entrée sur laquelle le commutateur est positionné. Cela permet la comparaison du signal d'entrée et du signal de sortie sans perturber le cours de l'enregistrement si le magnétophone a une tête de contrôle. Quand on n'utilise pas un magnétophone, ce commutateur doit être laissé sur « input » sinon les autres différentes entrées ne sont pas alimentées à travers le préampli.

Les commandes de basses et aiguës sont du type pour lequel une position centrale donne une réponse uniforme sans discrimination de fréquence. Celles-ci augmentent ou diminuent le niveau du signal aux fréquences extrêmes selon leur sens de rotation (**figure 8**). La position de référence pour une réponse linéaire est au milieu du secteur de rotation de ces commandes, mais peut varier pour régler la tonalité selon le goût de l'auditeur. Il est recommandé que celles-ci soient laissées centrées et les réglages faits à partir d'une référence prise dans la partie linéaire plutôt que de conserver un réglage offrant tout le temps un grand secteur de correction de tonalité. Le point de référence doit toujours être le centre du réglage qui ne donne pas de discrimination de fréquence.

La commande de volume agit également en interrupteur. La sensibilité totale et le gain du préamplificateur sont calculés pour que la commande de volume délivre aux amplificateurs un à deux volts en sortie totale. Des amplificateurs d'une plus grande sensibilité que celui-ci ont normalement un réglage de sensibilité au moyen d'une commande du niveau d'entrée. Dans ce cas la commande de l'amplificateur doit être réglée pour donner franchement le niveau maximum quand la commande du préampli est placée au milieu de sa course. Des amplificateurs d'une plus faible sensibilité, demandant 2 volts ou plus au maximum de sortie, ne peuvent pas être pilotés à plein régime en sortie à partir du préampli Dynakit avec des sources à bas niveau. Par exemple, une cartouche magnétique comme la Fairchild 215 a une sortie moyenne de 3 millivolts. Ce niveau de signal produira 1,5 volt en sortie du préamplificateur. Cela est suffisant pour alimenter à pleine sortie un amplificateur Dynakit. Des amplificateurs de sensibilité inférieure (il y en a très peu) ne donneront pas leur maximum à partir d'une telle source. Cependant, avec une cartouche qui fournit 10 mV en sortie, le préampli sortira plus de 5 volts ce qui est plus que suffisant pour tout amplificateur courant.

Le commutateur de « puissance sonore » sur le devant du panneau introduit une correction de puissance quand la commande de volume est au-dessous de son réglage milieu. Cette correction entraîne une augmentation du niveau des basses au-dessous de 400 Hz et des aiguës au dessus de 3 000 Hz. Cette correction est utilisée du fait que l'oreille n'est pas aussi sensible aux fréquences extrêmes à bas niveau qu'à haut niveau. Naturellement, le commutateur permet d'apporter la correction nécessaire. Sur la position « on », l'effet correctif est diminué quand le volume augmente et le niveau des signaux plus élevé et vice-versa. Sur la position « off », il n'y a pas de discrimination de fréquence dans le circuit de commande de volume. Les puristes de la HI - FI n'utiliseront pas cette discrimination de fréquence, mais la plupart des auditeurs trouveront que cela rend plus agréable la musique en fond sonore. L'effet est réduit dans le préampli Dynakit afin qu'il puisse être utilisé sans distorsion notable de l'équilibre de tonalité. Cette correction subtile ne doit pas ajouter de bourdonnement ou de bruit de fond à la reproduction.

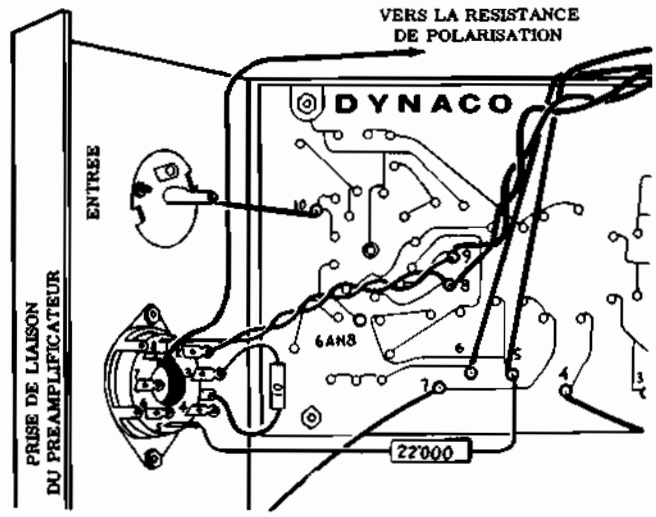


Fig. 5 - Détail illustrant la liaison à la prise du préamplificateur.

Maintenant que le fonctionnement des différents socles, commandes et commutateurs a été expliqué, il est temps d'utiliser le préamplificateur. Les différentes connexions ne doivent pas être branchées tant que toutes les fonctions décrites ci-dessus n'ont pas été comprises. Le câble d'alimentation peut être branché à l'amplificateur ou à l'alimentation choisie, et le cordon de sortie BF à l'amplificateur. A cette occasion, mentionnons que pratiquement tous les amplificateurs ont une impédance d'entrée de 470 kΩ (nominalement 500 kΩ) ou plus. Le préampli est calculé pour travailler avec une impédance d'entrée de cet ordre. Néanmoins, quelques amplificateurs ont des circuits d'entrée avec filtres qui réduisent leur impédance à 250 kΩ.

C'est également l'impédance obtenue avec deux amplificateurs en parallèle pour doubler la sortie. Dans ce cas faire fonctionner le Dynakit avec cette impédance d'entrée inférieure. Ce changement d'impédance s'opère par suppression de la résistance de 510 kΩ reliant les bornes 2 et 3, mais cela n'est heureusement que rarement nécessaire. Une fois que toutes les liaisons ont été opérées, le préampli peut être allumé sans mettre de puissance avec le commutateur sur « 78 », les commandes « basses » et « aiguës » en position centrale, contrôle sur « input », puissance sur « off », le volume

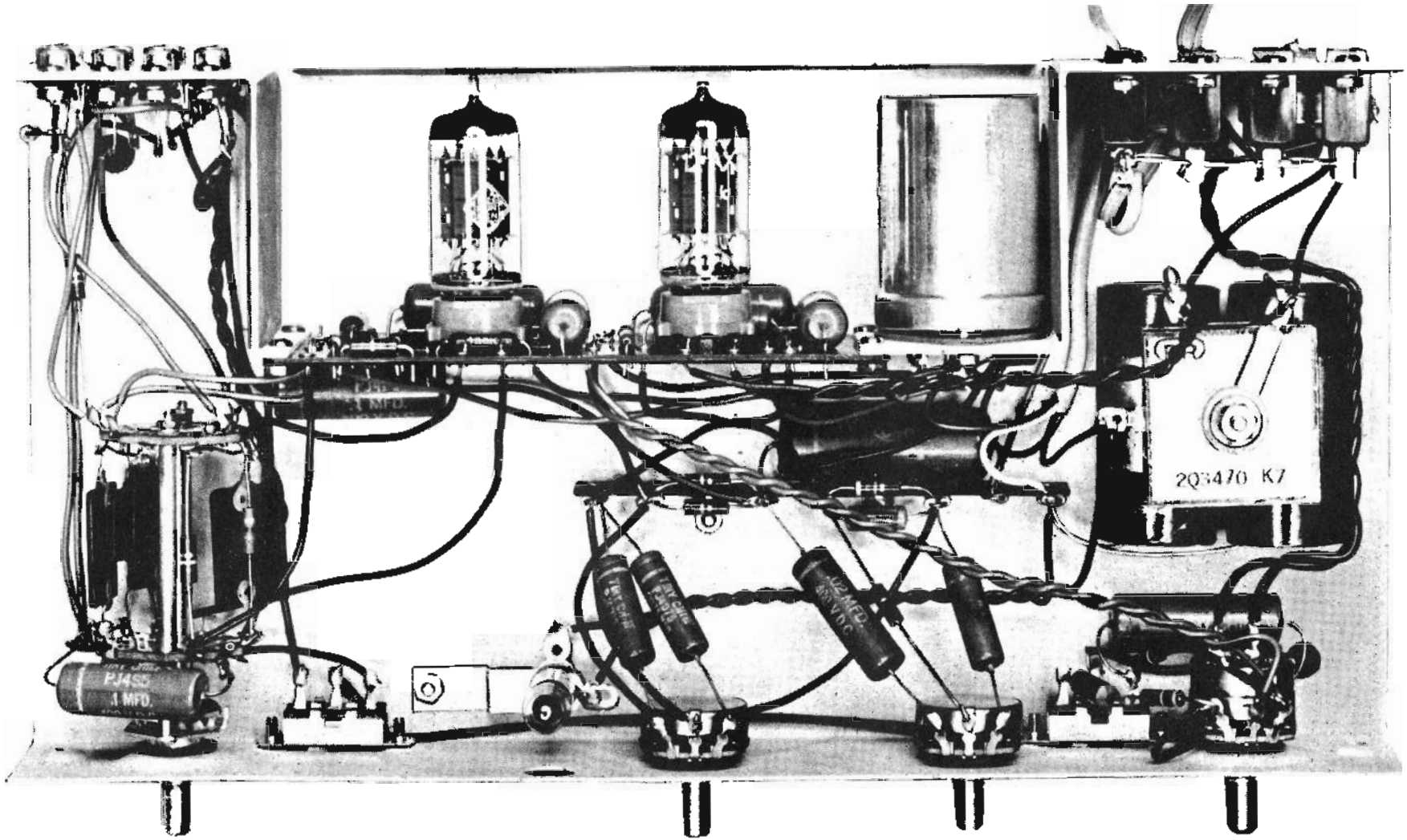


Fig. 6 - Aspect du préamplificateur entièrement monté et vu de dessus. Il est possible de reconnaître les divers composants, dont la disposition doit être rigoureusement observée. Remarquer les contrôles, le sélecteur et les deux déviateurs qui se trouvent sur le panneau frontal. Remarquer en outre, la plaque du circuit imprimé avec les tubes en place, le redresseur à sélénium et les différentes liaisons.

peut être augmenté jusqu'à ce qu'on entende un bruit. La commande d'atténuation de ronflement doit être tournée jusqu'à ce que la composante de ronflement de ce bruit soit réduite au minimum. Réduire alors le volume au minimum et faire un test d'écoute en approchant l'oreille du haut-parleur. Si on perçoit un bruit, éteindre le préampli et enlever la liaison avec l'amplificateur. Remettre en marche et vérifier l'amplificateur seul. Si le bruit persiste, il est certainement dans l'ampli plutôt que dans le préampli. Les **figures 9, 10 et 11** se refèrent aux caractéristiques de distorsion de l'amplificateur.

EN CAS D'ENNUIS

Bien que votre préamplificateur ait été construit avec beaucoup de soins, il est toujours possible qu'une erreur ait été commise, ou qu'un élément défectueux ait été monté, empêchant l'appareil de fonctionner correctement. Par conséquent, si vous rencontrez quelques difficultés suivez la procédure indiquée ci-dessous:

Vérifier soigneusement le câblage, que toutes les connexions ont été faites et que les soudures sont correctes. Vérifier aussi qu'il n'y a pas de faux contacts, ou que des débris de soudure et des bouts de fils ne sont pas restés dans le montage, risquant de provoquer des courts-circuits.

Assurez vous que les filaments s'allument, ils ne doivent pas briller mais être seulement visibles sous une lumière atténuée. Si les tubes ne s'allument pas, cela peut indiquer une coupure du cordon d'alimentation, un défaut du redresseur, ou un filament coupé dans les tubes. Cependant si la lampe témoin s'allume, le cordon d'alimentation est correct et cette source de panne peut être éliminée (tout au moins pour le circuit de chauffage).

Un autre essai qui peut être fait sans instrument est d'essayer d'amener un signal à l'entrée radio à partir d'un tuner ou de toute autre source en ordre de marche. Se placer sur entrée radio pour cet essai. Puis permuter les deux 12 AX 7 et refaire l'essai. Si le signal passe dans un cas et non après la permutation des tubes, cela indique un tube défectueux. Si le signal apparaît de façon satisfaisante à l'entrée radio, mais pas à l'entrée phono, le défaut est alors localisé à la partie phono seule.

Un essai similaire pour vérifier la partie phono lorsque les circuits de commande de tonalité ne fonctionnent pas consiste à amener un signal à l'entrée phono (celui-ci peut provenir de n'importe quelle source, quoiqu'une source à haut niveau - telle un tuner - n'aura pas une bonne sonorité en raison d'une égalisation impropre et d'une surcharge) et prendre la sortie à partir du socle de sortie enregistrement qui précède la partie commande de tonalité du préamplificateur. Cependant en faisant cet essai, il n'y a pas de commande de volume du signal, et cela peut être une cause de signaux en surcharge vers l'amplificateur. Procéder à cet essai en se tenant prêt à couper l'amplificateur si le niveau du son devient trop haut.

Les essais décrits ci-dessus permettent d'isoler un défaut de l'une ou l'autre partie du préamplificateur, et par conséquent de déterminer la partie qui doit

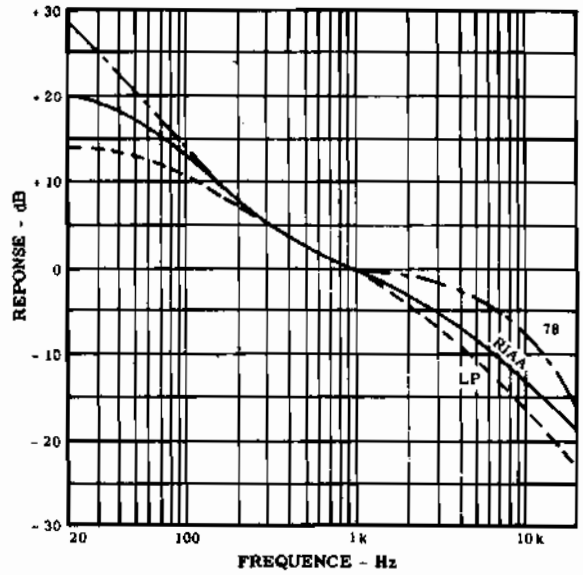


Fig. 7 - Compensation du canal phono.

être soigneusement vérifiée. Tout autre type de mise en oeuvre peut être fait, à l'aide d'un matériel d'essai comprenant au minimum un voltmètre à haute sensibilité, de préférence à lampe ou d'une sensibilité de 20 000 Ω par volt.

Les tensions mesurées seront comparées avec celles du tableau des points de contrôle. Des déviations supérieures de 10% à ces dernières peuvent être une indication de mauvais fonctionnement, bien que des écarts de 50% ne soient pas une cause de complète absence de son.

Dans le cas où le préampli fonctionne, mais avec une certaine distorsion ou avec un niveau de bruit élevé, effectuer un contrôle du câblage et des tensions. Toute différence sérieuse de tension peut indiquer une résistance coupée ou en court-circuit, ce qui ne peut être vérifié que par vérification même du composant. Un bruit excessif doit être différencié d'un ronflement ou d'un sifflement. Le ronflement est un type de problème complètement différent de celui du sifflement et un dépannage correct doit différencier ces perturbations l'une de l'autre.

Un ronflement est généralement causé par une mauvaise masse dans le préampli, ou du matériel anne-

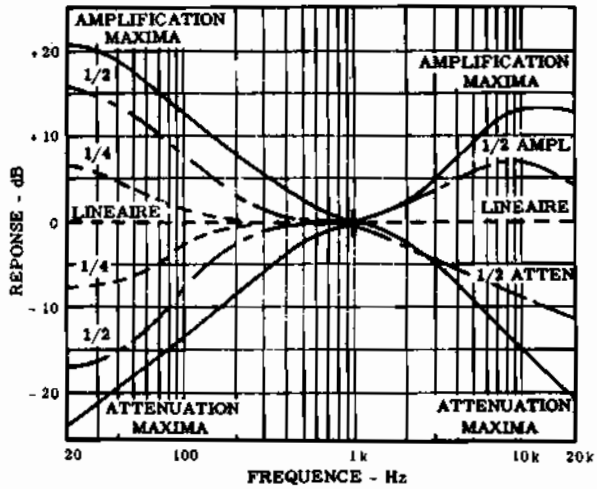


Fig. 8 - Courbes des contrôles de tonalité.

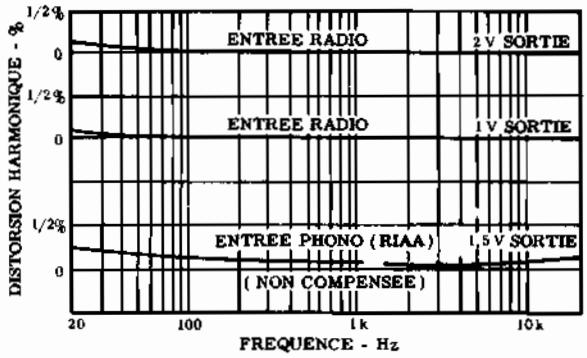


Fig. 9 - Pourcentage de distorsion harmonique.

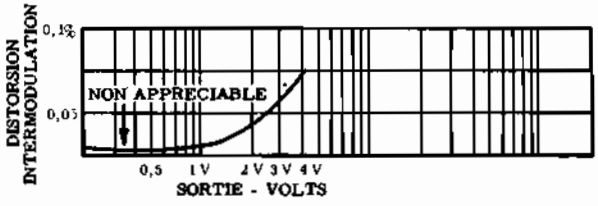


Fig. 10 - Courbe relative à la distorsion d'intermodulation.

xe, ou d'un défaut dans la tension de chauffage du circuit doubleur. Un sifflement est presque invariablement dû à un bruit de résistance, et celles qui sont le plus souvent à incriminer sont celles de plaque et de cathode des premiers étages. Pratiquement il n'y aura pas de sifflement avec le préampli sur position radio. Dans le cas contraire la résistance de plaque de 270 kΩ ou celle de cathode de 4 700 Ω du tube 12AX7 sont la plupart du temps les fautives. Elles sont à remplacer par des résistances de même valeur de 1/2 W. Si le sifflement provient de la partie phono, (le bruit dans cette partie dépendra des réglages de la commande de volume, tandis que le bruit de la partie commande de tonalité est indépendant du volume; cela identifie la partie du circuit origine du bruit) il est vraisemblablement dû à la résistance de plaque de 270 kΩ ou à celle de 2 200 Ω du tube 12AX7. Les enlever et les remplacer par d'autres identiques ce qui permettra de voir si elles sont la cause du défaut, car normalement elles doivent produire peu de bruit.

Noter que le niveau du ronflement sera considérablement atténué lorsque le préamplificateur sera fermé dans son boîtier.

Fig. 11 - La forme d'onde carrée de 10 kHz à l'entrée (en haut) et à la sortie (en bas) du Dynakit.

TABLEAU DES TENSIONS

Les tensions continues données ci-dessous ont été mesurées à l'aide d'un voltmètre à lampe. Des voltmètres de plus faible impédance donnent des valeurs plus basses pour quelques mesures. Ces valeurs ont été établies avec l'alimentation délivrée par le Dynakit MARK III, soit 350 volts continus. Si une alimentation d'une tension différente est utilisée, les tensions du tableau seront changées, supérieures ou inférieures selon que l'alimentation est supérieure ou inférieure à 350 volts.

Borne	V1	V2	Bornes des condensateurs	
1	118	160	1	310 V
2	0	0	2	260 V
3	1.1	1.8	3	350 V
6	180	200	4	325 V
7	0	0		
8	1.4	1,5		

La mesure de la tension filament entre la borne noire du redresseur au sélénium (pôle moins) et la borne rouge (pôle plus) donne 11 volts.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Entrées . . . . . Cartouche magnétique bas niveau et haut niveau, radio, télévision, magnétophone, tout appareil à bas niveau.

Sorties . . . . . Magnétophone, amplificateur BF.

Commandes . . . . . Sélection et égalisation, graves et aiguës, volume, contrôle d'enregistrement, puissance sonore et équilibrage du ronflement.

Gamme de commande de tonalité ±14 dB à 20 000 Hz ±20 dB à 20 Hz.

Egalisation phono . . . RIAA, 78 tours, Longue Durée.

Distorsion . . . . . Moins de 1% d'intermodulation avec une sortie suffisante pour tout amplificateur de puissance. Ce taux est inchangé quel que soit le volume.

Réponse . . . . . ± 5 dB de 6 Hz à 60 Hz avec les commandes de tonalité à zéro. La réponse n'est pas affectée par la commande de volume.

Transitoires . . . . . Les ondes carrées passent sans sans déformation ou amortissement de 20 Hz à 20 kHz pour tout réglage de volume. Pas de surmodulation ou de réflexion pour des impulsions. Retour instantané à la normale après une surcharge.

Bruit . . . . . Inférieur à 3 μV pour l'entrée RIAA. Inférieur à 1,5 V pour entrée microphone et entre 70 et 74 dB au dessous du niveau de 10 mV d'une cartouche magnétique.

Gain . . . . . 54 dB à 1 000 Hz sur entrée RIAA, 20 dB de 20 Hz à 20 kHz sur entrées à hauts niveaux.

Impédances . . . . . Impédance de sortie 1 000 Ω terminale 500 kΩ (disposition pour 250 kΩ).

Tubes . . . . . deux 12AX7 (ECC 83) 1 redresseur au sélénium.

Alimentation . . . . . 200 à 400 volts continus, de 3 à 4 mA, 6 volts continus à 75 A.

ACCESSOIRES

PS - 1 Double alimentation — PM - 1 Panneau de montage — OSC - 1 Commande stéréo.

Leçon n° 117

QUESTIONS sur les LEÇONS 115 et 116

N. 1 —
Quelle est la distorsion maximum admise généralement dans un amplificateur Haute Fidélité ?

N. 2 —
Pour quelle raison les amplificateur de haute fidélité sont-ils, d'habitude, de puissance relativement élevée ?

N. 3 —
Pour quelle raison les amplificateurs sont-ils calculés de façon à avoir une impédance de sortie très basse ?

N. 4 —
A quoi servent, dans un amplificateur de haute fidélité, les réglages de tonalité ?

N. 5 —
Pour quelle raison les commandes de volume compensées existent-elles ?

N. 6 —
Quelle est la fonction de la commande de volume compensée ?

N. 7 —
Qu'entend-on d'habitude, par étage de sortie du type ultralinéaire ?

N. 8 —
Pour le primaire d'un transformateur de sortie ultra-linéaire, quelle est la fraction maximum de l'enroulement primaire commune au circuit de plaque et à celui d'écran ?

N. 9 —
De quelle façon peut-on obtenir, dans un transformateur de sortie, la dispersion minimum de flux et la symétrie maximum ?

N. 10 —
Pour quelle raison les équipements de reproduction sonore de haute qualité se composent-ils généralement de haut-parleurs de différentes dimensions, reliés à travers des filtres convenables à la même sortie du haut-parleur ?

N. 11 —
Comment est-il possible d'éviter que les composants à fréquence très basse du signal de sortie puissent atteindre la bobine mobile du haut-parleur destiné à la reproduction des notes aiguës seulement ?

N. 12 —
Qu'entend-on par « tweeter » ?

N. 13 —
Qu'entend-on par « woofer » ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 907

N. 1 — L'intensité minimum qu'un son doit avoir afin d'être perceptible par l'oreille humaine normale. Il correspond à 0 dB, et 10^{-10} $\mu W/cm^2$.
N. 2 — Le décibel exprime une variation d'intensité, le phone exprime une variation de sensation sonore.
N. 3 — A mesurer le niveau d'intensité de sons simples ou composés, selon les possibilités de l'instrument.
N. 4 — Le renvoi des ondes sonores par l'obstacle qui les interceptent avec un certain angle: l'angle de réflexion est égal à celui d'incidence.
N. 5 — Quand elle passe d'un milieu à un autre ayant des caractéristiques physiques différentes.
N. 6 — Un quinzième de seconde.
N. 7 — Le temps pendant lequel l'intensité du son émis par la source diminue de 60 dB.
N. 8 — Les matériaux d'absorption tendent à empêcher la réflexion des ondes sonores.
N. 9 — Un générateur de signaux sinusoïdaux ou carrés, un oscilloscope, un voltmètre à tube.
N. 10 — En appliquant entre la grille et la masse un signal d'amplitude adaptée aux caractéristiques de l'étage, et en observant le signal de sortie à l'aide d'un oscilloscope. On contrôle ainsi, en sortie, les variations de forme d'amplitude du signal d'entrée.
N. 11 — En l'orientant dans plusieurs sens, jusqu'à obtenir la disparition des ronflements.
N. 12 — En faisant fonctionner l'appareil avec l'entrée en court-circuit, et en observant le signal de sortie de chaque étage, en commençant par le dernier.
N. 13 — L'oscilloscope révèle un ronflement sur la plaque et sur la cathode, et non sur la grille.
N. 14 — En vérifiant qu'aux bornes des condensateurs de découplage il n'existe aucun signal, et qu'entre les deux bornes d'un condensateur de couplage et la masse, le signal a une amplitude presque égale.
N. 15 — La fréquence de l'onde carrée doit être égale à un dixième de la fréquence maximum de l'onde sinusoïdale. En d'autres termes, la fréquence maximum qui peut passer sans affaiblissement considérable est égale à dix fois la fréquence maximum de l'onde carrée qui apparaît sans aucune distorsion à la sortie.
N. 16 — En diminuant la valeur de la résistance de charge de l'étage ou bien, en insérant dans le circuit anodique des composants inductifs.
N. 17 — En neutralisant, à la sortie, la fréquence fondamentale du signal d'entrée, et mesurant l'amplitude du signal résiduel. Le rapport entre le signal de sortie total et le signal de sortie résiduel permet de calculer le taux de distorsion harmonique.
N. 18 — En traçant la courbe avec les dispositifs de contrôles de tonalité en position intermédiaire (courbe plate), et ensuite, sur les positions extrêmes.

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE A TRANSISTORS POUR GUITARE

Ce montage que nous présentons ici permettra à beaucoup de nos lecteurs de réaliser facilement un amplificateur de puissance pour guitare.

L'utilisation d'un circuit imprimé réduit le câblage à sa plus simple expression. De même l'encombrement est très limité (220 × 60 × 60 mm).

Une résistance de 4,1 Ω n'étant pas une valeur standard, deux résistances de 8,2 Ω ont été montées en parallèle.

câblage les transistors employés sont des types JOC 72 et 2 N 323.

Certain Kits de montage de cet amplificateur sont réalisés avec les transistors repérés par un point bleu, violet et blanc. Les points correspondent aux collecteurs, les couleurs - blanche - violette - et bleue - doivent être placées respectivement aux endroits suivants :

Le blanc: transistor d'entrée.

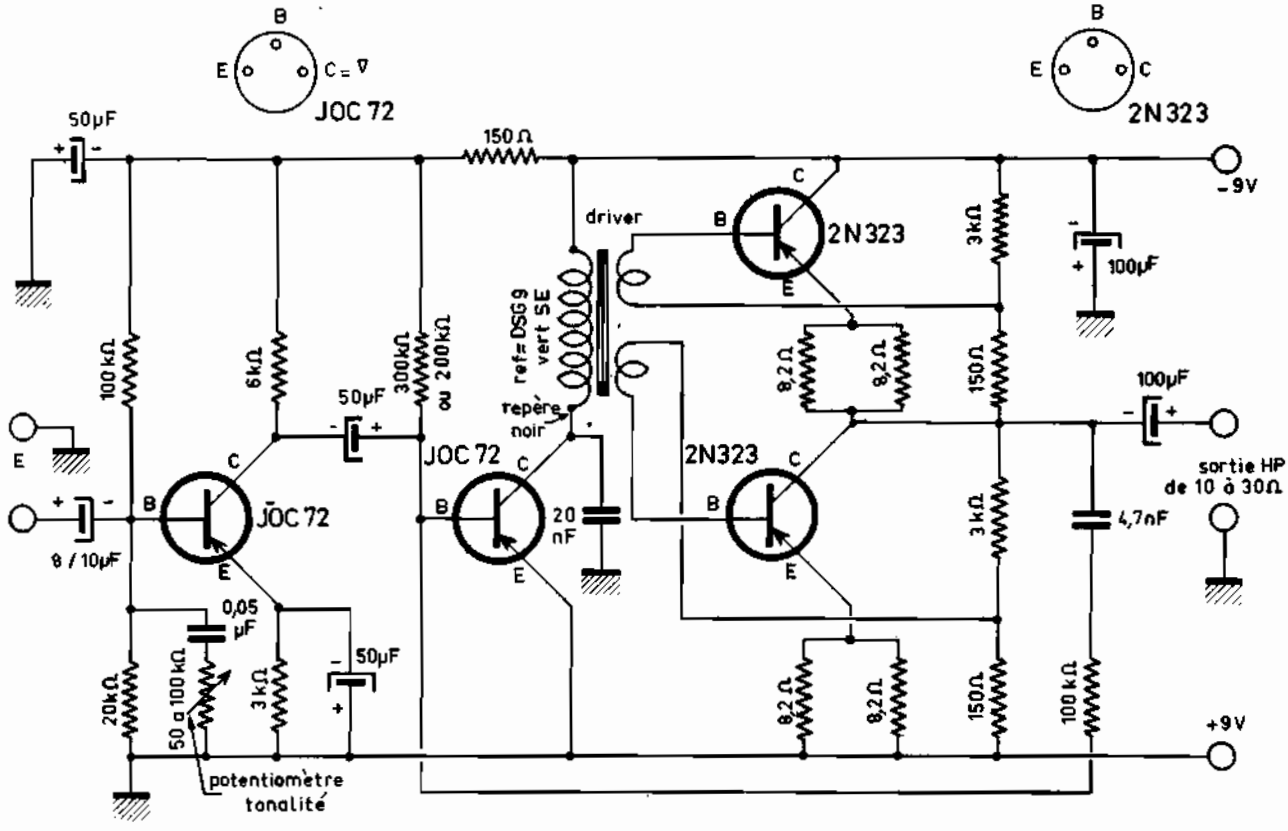


Fig. 1 - Schéma électrique de l'amplificateur de puissance

La **figure 1** représente le schéma de l'amplificateur HI FI de puissance.

Les **figures 2** et **3** donnent les emplacements des différents éléments à souder sur le circuit imprimé.

Il n'y a aucune précaution spéciale à prendre si ce n'est l'orientation des condensateurs 8/10 µF - 50 µF - 100 µF. Il n'y a d'ailleurs pas à se tromper puisque tous les condensateurs chimiques placés sur le circuit imprimé sont orientés dans le même sens. Les (+) sont tous d'un côté et les (—) de l'autre, seul le condensateur de 100 µF qui sort du circuit imprimé et est dirigé vers le haut parleur n'est pas orienté comme les autres. Il n'est d'ailleurs pas fixé sur le circuit imprimé.

Prendre soin de bien orienter les transistors, c'est-à-dire de respecter les emplacements: Emetteur (E) - Base (B) collecteur (C). Sur le schéma et plan de

Le bleu : transistor d'attaque du driver.

Les deux transistors violets sont placés à la place des 2 N 323. Pour les transistors JOC 72 le collecteur est repéré par un petit triangle sur le côté du transistor.

Un autre point très important est le repère noir placé sur le coté du transfo driver. Bien placer celui-ci du côté indiqué, figure 3.

En dehors de ces précautions, le câblage est à réaliser comme avec tout circuit imprimé, c'est-à-dire en faisant de bonnes soudures avec un fer très chaud et très rapidement.

Le câblage du circuit imprimé terminé, prendre la plaquette face-avant gravée et monter les potentiomètres en suivant la vue d'ensemble de la **figure 4**. Les valeurs des potentiomètres sont indiquées sur cette figure.

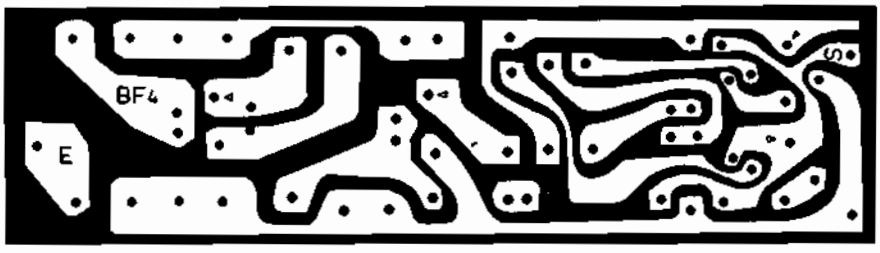
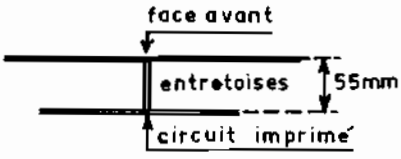


Fig. 2 - Circuit imprimé vu du côté cuivre.



Encombrement de l'amplificateur avec plaquette supérieure et circuit imprimé (voir figure 4).

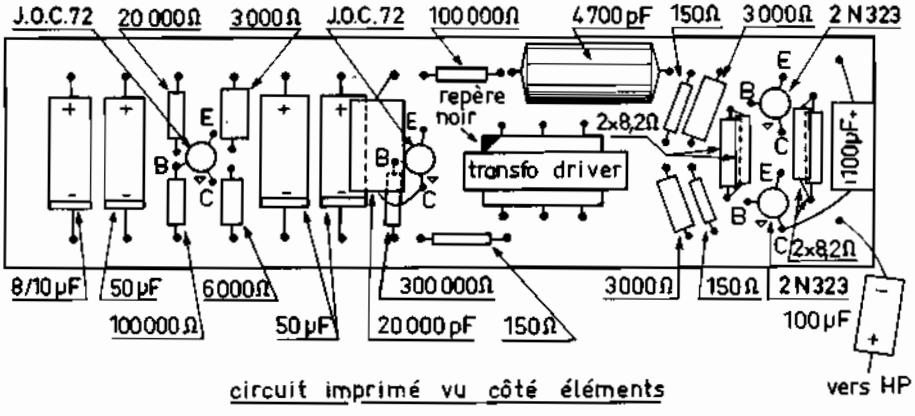
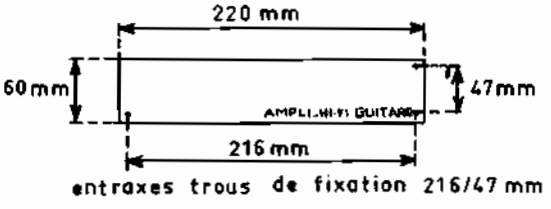


Fig. 3 - Circuit imprimé vu du côté des éléments.

Dimensions de la plaquette supérieure sur laquelle sont disposés les potentiomètres et les douilles d'entrée et de sortie.



Les entrées E1 et E2 sont équipées de douilles Jack avec des rondelles isolantes. En conséquence, monter celles-ci conformément à la figure 4. La sortie du haut-parleur se fait sur deux douilles isolées à l'autre extrémité de la plaquette. Placer celles-ci sur la plaquette.

Fixer maintenant le circuit imprimé sur la plaquette à l'aide des deux vis 3 × 65 et des 4 entretoises. Bloquer l'ensemble à l'aide des deux écrous qui viennent se bloquer sur le circuit imprimé.

Il reste maintenant à câbler les raccordements entre potentiomètres, entrée et sortie de l'ampli et l'alimentation 9 volts. Le Jack d'entrée E1 est connecté d'une part à la masse (+) d'autre part à une extrémité du potentiomètre E1. Le 2e Jack est connecté au potentiomètre de réglage E2; sur le schéma le fil est indiqué par le repère (A). L'autre extrémité du Jack étant lui-même connecté à la masse.

Les points milieu (curseur) des potentiomètres E1 et E2 sont connectés aux extrémités du potentiomètre de mixage dont le curseur est relié au circuit imprimé à l'entrée marquée E.

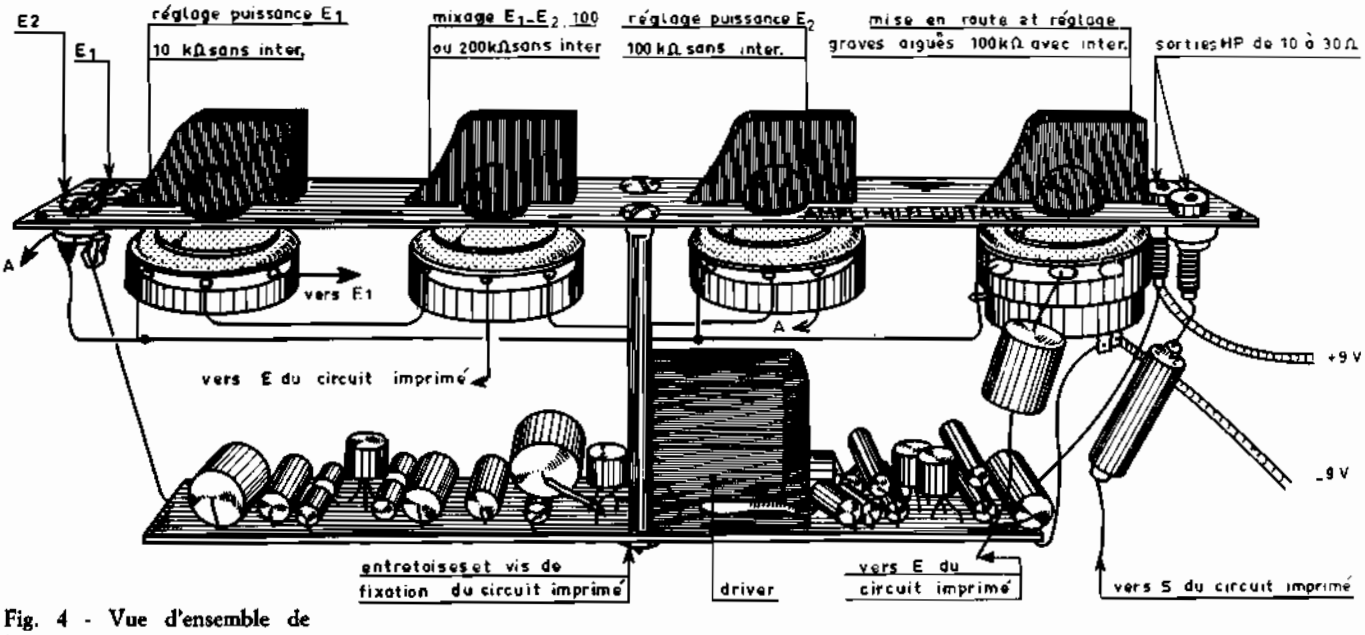


Fig. 4 - Vue d'ensemble de l'ampli monté.

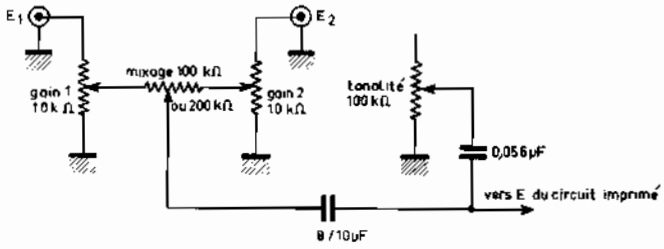


Fig. 5 - Schéma de principe de réglage de l'amplificateur.

Le potentiomètre de réglage grave et aigu n'a que deux cosses utilisées, celle du centre à travers une capacité de 0,056 µF connectée à l'entrée du circuit imprimé (E); l'autre cosse est reliée à la masse sur la même ligne de masse que les potentiomètres E1 et E2 et les « Jack » d'entrée. L'interrupteur de mise en route coupe le —9 V. Par conséquent, +9 V est connecté à une cosse de l'interrupteur, l'autre cosse étant connectée au (—) du circuit imprimé. Le +9 V est connecté d'une part à une douille sortie haut-parleur et d'autre part au (+) du circuit imprimé et à la ligne de masse générale entre les potentiomètres.

Le schéma de principe de réglage de l'ampli est donné sur la **figure 5**.

Il reste maintenant à connecter le condensateur de 100 µF à la douille de sortie haut parleur restée libre, le (+) de ce condensateur étant connecté côté douille.

Caractéristiques

Equipé des nouveaux transistors de puissance miniatures.

Grande sensibilité: 8 mV pour puissance maximum.

Montage professionnel sur circuit imprimé.

Driver d'attaque Hi-Fi à grains orientés

2 entrées réglables.

Sortie HP permettant de placer en série jusqu'à 10 haut-parleurs 25 ohms.

Mixage micro PU guitare - réglage de tonalité.

Accouplement facile pour stéréo 4 ou 6 HP.

Fonctionne sur 2 piles de 4 V 5 standard.

Présentation luxueuse, face avant gravée sur fond noir permettant l'encastrement.

Micro dynamique subminiature spécial ou micro orchestre dynamique avec transfo adapté.

Disponible chez Technique Service - 17 passage Gustave Lepeu, Paris 11e.

ENCEINTES ACOUSTIQUES POUR HAUT - PARLEURS ("BAFFLE")

Comme il a été dit dans la 115ème leçon, pour obtenir une audition de haute fidélité, il ne suffit pas d'utiliser un amplificateur d'excellente qualité.

Il est nécessaire d'utiliser également des haut-parleurs de haute qualité, montés de telle façon qu'ils diffusent uniformément toutes les fréquences acoustiques, sans en renforcer ni en atténuer aucune. S'il n'en est pas ainsi les altérations introduites par le milieu de reproduction tendent à neutraliser les qualités de l'amplificateur utilisé.

La réalisation des baffles, ou enceintes acoustiques de haut-parleurs est depuis longtemps l'objet d'études et de recherches de la part de techniciens et d'amateurs qui s'intéressent au problème de la Haute Fidélité et suivent ses progrès. Il existe des formules de calcul compliquées et des principes selon lesquels il est possible de déterminer les dimensions des baffles destinés aux haut-parleurs qu'on veut utiliser. Toutefois, afin de simplifier le travail du lecteur, en lui évitant des calculs compliqués, nous présentons un exemple pratique de réalisation, avec toutes les caractéristiques, afin que n'importe qui puisse en entreprendre la construction, après avoir fixé son choix suivant ses propres exigences.

Il s'agit d'un exemple de baffles adaptés aux caractéristiques de haut-parleurs dont la puissance nominale correspond à celle des amplificateurs auxquels ils doivent être associés.

Nous signalons d'avance que pour obtenir le meilleur résultat, il faut suivre fidèlement les caractéristiques de construction tant en ce qui concerne les dimensions, qu'en ce qui concerne les matériaux employés.

Afin d'éviter n'importe quelle vibration parasite qui

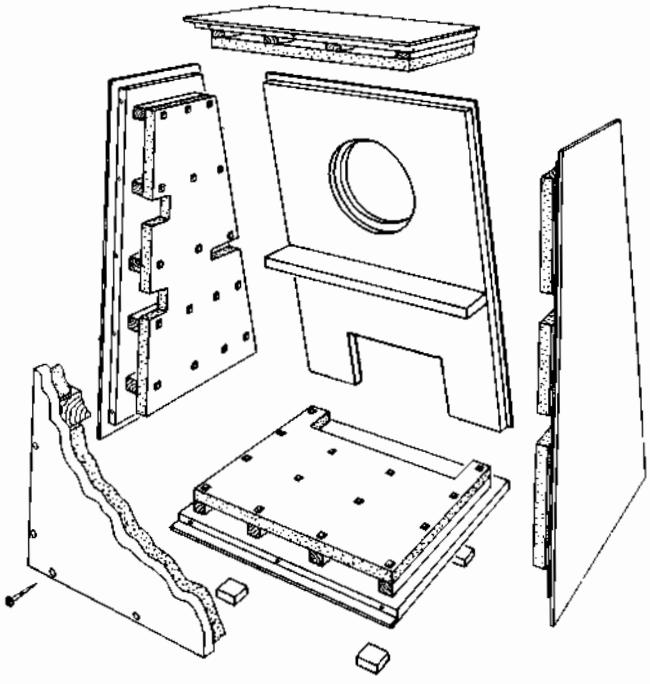


Fig. 1 - Dessin de construction d'un baffle « bass reflex » décrit dans le texte. Remarquons la disposition des couches de matériau absorbant qui sont installées à une certaine distance des parois.

compromettrait gravement le résultat en introduisant des sons n'ayant rien à avoir avec les signaux provenant de l'amplificateur, la construction doit être autant que possible solide. Les divers panneaux qui constituent les parois doivent être de la plus grande robustesse. Ces parois doivent être en bois pressé, de 20 mm d'épasseur; la fixation se fait par collage, et par vis.

Les matériaux d'absorption, disposés parallèlement aux parois intérieures, doivent être appliqués de la manière indiquée, parce qu'en modifiant la position, l'épaisseur ou le système de fixation de ceux-ci, on ferait varier la fréquence caractéristique de résonance du baffle au détriment du résultat final.

Dans tous les exemples décrits, les haut-parleurs destinés à la reproduction des notes aigües et ceux destinés à la reproduction des notes graves ont été couplés ensemble; par conséquent, le meuble terminé suffit à une reproduction de haute qualité de toute la gamme des fréquences acoustiques.

ENCEINTE ACOUSTIQUE pour HAUT - PARLEURS BICONIQUES

Il s'agit d'une caisse acoustique étudiée pour le haut-parleur Philips Mod 9710-M, dont les caractéristiques sont les suivantes:

Puissance nominale	10 W
Gamme de fréquence	de 40 à 20 000 Hz
Diamètre hors-tout (extérieur)	215 mm
Diamètre utile du cône	180 mm
Profondeur maximum	114 mm
Induction magnétique	0,8 Tesla (ou 8 000 gauss)
Flux magnétique	97.10^{-5} Weber (ou 9 700 Maxwell)
Impédance de la bobine mobile à 1 000 Hz	7 ohms.

Ce modèle permet une reproduction uniforme de toutes les fréquences acoustiques. De plus, l'inclinaison de la génératrice du cône de petit diamètre par rapport à l'axe est telle qu'elle permet un ample rayon de distribution des fréquences les plus aigües, maintenant ainsi constant le niveau en un point quelconque d'un local de dimensions normales. L'installation dans un angle est à conseiller.

L'impédance de la bobine permet une bonne adaptation de sortie de l'amplificateur décrit à la prise 8 ohms du transformateur. Ce type de haut - parleur est — répétons-le — biconique, c'est-à-dire pourvu de deux cônes qui sont, tous les deux, solidaires d'une seule bobine mobile. Comme nous le savons, le cône de dimensions plus grandes assure la reproduction sur de plus basses fréquences, tandis que le cône central, de dimensions plus petites, possède les caractéristiques qui assurent une reproduction fidèle des notes les plus aigües.

La **figure 1** représente les principales caractéristiques du baffle en question. Les panneaux de matériau absorbant, moulés de façon à ne pas empêcher le montage des différentes parties, sont fixés à une certaine distance des parois. Les deux parois latérales ont une forme trapézoïdale. De cette façon, en tenant en position verticale le panneau de fermeture de la partie arrière (ce panneau est le seul qui ne soit pas collé mais fixé exclusivement au moyen de vis, afin d'avoir l'accès à l'intérieur du baffle), le panneau frontal res-

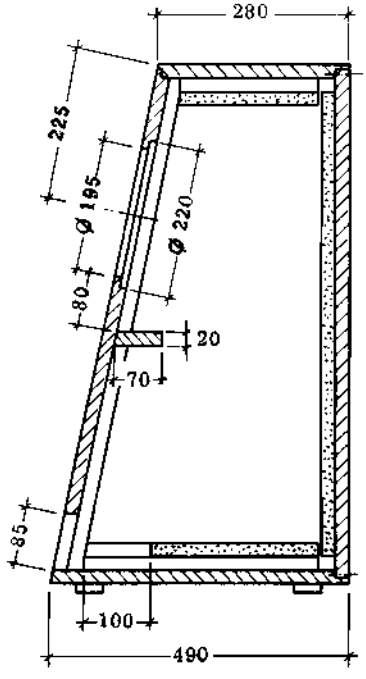


Fig. 2 - Coupe latérale du baffle du premier exemple. Les zones hachurées sont en bois pressé de 20 mm d'épaisseur, celles en pointillé représentent le matériau absorbant.

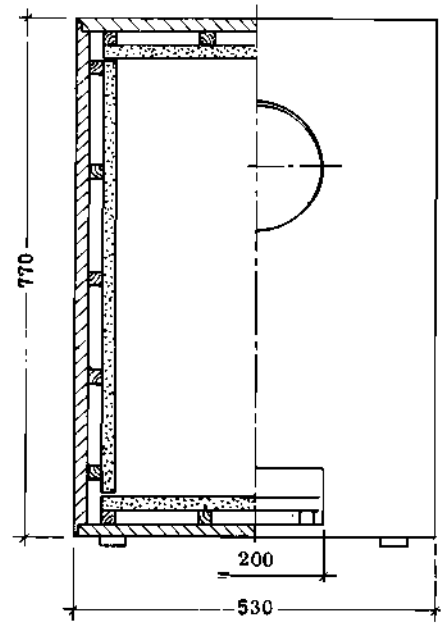


Fig. 3 - Vue frontale du même baffle. Notons l'application particulière du matériau absorbant aux parois latérales, au moyen de supports réalisés par des réglets de bois. L'ouverture rectangulaire, en bas, possède une largeur de 200 mm et une hauteur de 85 mm.

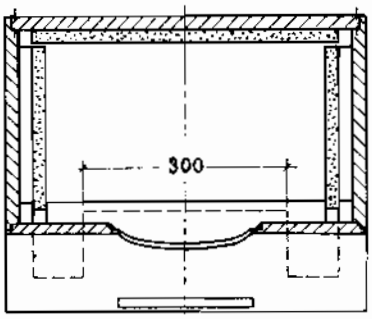


Fig. 4 - Coupe vue d'en haut du baffle pour haut-parleur biconique. On peut noter, comme sur la figure 2, que le matériau absorbant de la paroi postérieure adhère à la même paroi, différemment de celui des parois latérales, inférieure et supérieure.

te légèrement incliné vers le haut.

Un autre détail qu'il faut signaler se rapporte aux quatre pattes en bois, ou mieux encore, en caoutchouc, installées aux quatre angles de la base. Elles permettent d'appuyer le baffle sur le sol ou sur un autre meuble, en évitant ainsi le contact direct entre la surface extérieure de la base et la surface d'appui; ce qui compromettrait le rendement.

Le baffle possède donc une forme telle que, grâce à la caractéristique de propagation des diverses fréquences, les notes graves sont perceptibles uniformément en un point quelconque du local où il est installé tandis que les notes aigües qui, nous le savons, sont plus directionnelles, sont dirigées légèrement vers le haut, c'est-à-dire en direction de la tête d'une personne placée à une distance de deux ou trois mètres; étant donné la puissance relativement faible du haut-parleur adopté, celui-ci est suffisant pour permettre l'écoute dans un local ayant au maximum 100 ou 150 mètres cubes. Dans un local similaire, la distance entre les parois ne permet pas des phénomènes de réflexion très importants. Par conséquent, les notes les plus aiguës (nous nous référons en particulier à celles dont la fréquence est supérieure à 8 000 Hz) malgré leur caractéristique directionnelle prononcée, sont perceptibles également par une personne écartée de l'axe du haut-parleur, ce qui est dû à l'inévitable réflexion du son. La sensation produite par une note aiguë et réfléchie (c'est-à-dire non directe), n'est pas différenciable de celle produit par les notes arrivant directement, à cause du temps minimum de réflexion.

La **figure 2** représente le meuble vu latéralement. Les bords extérieurs, en pointillé, représentent les parois en bois pressé ayant une épaisseur de 20 mm. Les zones en pointillé, visibles à l'intérieur, représentent au contraire le matériau absorbant — nécessaire pour obtenir les caractéristiques désirées — qui est constitué par de la laine de verre en couches de 25 mm d'épaisseur. Comme on le voit, les parois sont simplement appuyées l'une contre l'autre pour être ensuite fixées sans qu'il soit utile d'employer des mortaises. Evidemment, pour que le baffle soit plus solide, la fixation doit être ultérieurement consolidée au moyen de vis de laiton.

Sur la partie frontale inclinée (visible en coupe latérale sur la figure 2), on a pratiqué deux ouvertures: l'une d'elles, précisément l'ouverture supérieure, est circulaire, et possède un diamètre de 195 mm. La seconde, à la partie inférieure, celle qui émet le son à la fréquence commune de résonance du baffle et du haut-parleur, est rectangulaire. Ses dimensions sont de 200 x 85 mm, et le côté inférieur de 220 mm (horizontal) coïncide avec la surface de la base.

La **figure 3** représente la partie frontale; la moitié gauche est vue en coupe afin d'illustrer la disposition des couches absorbantes.

La **figure 4** représente enfin le baffle vu d'en haut et en coupe. Comme on peut le voir, l'ouverture circulaire où l'on fixe le haut-parleur est munie d'un dispositif de protection convexe vers l'extérieur, constitué de toile semi-rigide, à trame pas trop serrée. Un détail à remarquer, que l'on peut aisément observer sur les figures 2 et 4, réside dans le fait que le matériau absorbant du panneau de la partie arrière, est fixé directement sur le même panneau, et non à une certaine distance comme celui appliqué aux autres parois. Un autre détail à noter réside dans le fait que le panneau frontal est, au contraire, dépourvu de matériau absorbant.

Les panneaux de matériau absorbant sont faits en laine de verre, ou bien comportent de l'ouate commune. Cependant, dans ce second cas, l'épaisseur doit être d'au moins 35 mm, au lieu des 25 suffisants pour la laine de verre. Une telle épaisseur ne se rapporte seulement au matériau mais plutôt au matériau renfermé entre deux parois de toile à sac, cousue par les bords et bordée. Ce faisant, on évite qu'avec le temps, il puisse se déplacer en tombant sur la surface intérieure de la base d'appui.

Après avoir préparé les six parois et monté le baffle (sauf le panneau de la partie arrière qui doit être amovible), on pourvoit à l'installation du haut-parleur à l'intérieur, en le centrant parfaitement par rapport à l'ouverture circulaire. La fixation doit être effectuée d'une manière élastique, à savoir en isolant mécaniquement le haut-parleur du panneau de bois, au moyen de garnitures de caoutchouc, fixées aussi bien sur l'épaisseur du saladier, c'est-à-dire entre la tête de la vis et le saladier qu'entre cette dernière et le panneau de bois, comme autour de la partie de la vis qui traverse le bord du saladier.

Les panneaux absorbants sont fixés aux parois au moyen des supports constitués de réglets de bois de longueur convenable, ayant une section de 6 x 12 millimètres.

Une fois le montage terminé, il ne reste plus qu'à souder au haut-parleur le câble de liaison avec l'amplificateur (qui peut être un câble commun en caoutchouc bifilaire, ayant une section de 2 x 0,75 mm). Le dit câble peut passer à l'extérieur à travers un trou de diamètre juste suffisant, pratiqué vers le bas du panneau de fermeture. Il est préférable de fixer une prise sur le dit panneau, à laquelle aboutira par l'extérieur une fiche reliée à la borne du câble de raccordement.

Après l'avoir fermé au moyen du panneau amovible de la partie arrière, en prenant soin qu'aucune fente ne soit présente le long du périmètre d'appui, on peut donner au baffle tout entier une couche de vernis.

Leçon n° 118

LA STEREOPHONIE

La structure de l'oreille humaine est telle, qu'elle lui permet de localiser une source sonore si l'on écoute la reproduction d'une oeuvre musicale exécutée par un orchestre, au moyen d'un amplificateur classique de Haute Fidélité. La sensation que l'on éprouve est notablement différente de celle ressentie lorsqu'on écoute la même oeuvre directement, dans la salle de concert où joue l'orchestre. On ressent nettement l'absence de relief sonore ou **profondeur**; en d'autres termes, on n'éprouve pas la sensation de la distance d'où provient chaque son ni de la **directivité**, comme si tous les sons provenaient d'un même point. Cela est dû à la structure même de l'oreille externe et à la forme particulière, en entonnoir du muscle auditif. Si l'on est en présence de l'orchestre, on perçoit nettement les différentes directions d'où proviennent les sons entendus: quelques-uns arrivent des instruments placés du côté gauche de l'orchestre, d'autres à la droite, quelques-uns proviennent des instruments les plus éloignés, d'autres encore de ceux qui sont les plus proches.

La différence essentielle entre ces deux genres d'auditions réside dans le fait qu'il manque à la musique reproduite selon la méthode classique (« monophonique ») **l'effet stéréophonique** qui, au contraire, est présent lorsqu'on écoute la musique directement dans la salle de concert. Ce phénomène est, à plus d'un titre, comparable à celui que l'on rencontre en photographie, cinématographie ou télévision. En observant une photographie courante, par exemple, on ne peut pas se faire une idée exacte de la position respective des objets ou personnages, tous sont sur le même plan; en un mot, il manque l'impression de **relief**.

Pour obtenir des images en relief, on fait appel à l'observation simultanée de deux photographies: l'une au moyen de l'oeil droit et l'autre au moyen de l'oeil gauche, légèrement écartées entre elles. Les deux photographies doivent, aussi, avoir été prises sous deux angles légèrement différents. D'une manière analogue, pour obtenir, en acoustique, l'effet de relief sonore ou « stéréophonique », on a recours à l'enregistrement simultané des sons provenant d'un orchestre sur deux canaux séparés dont les microphones sont placés dans des positions différentes. Au stade de la reproduction, les signaux des deux canaux sont amplifiés séparément et ils sont reproduits au moyen de deux haut-parleurs, ou de deux groupes de haut-parleurs ayant les même caractéristiques pour les deux canaux, mais situés dans deux positions différentes, semblables à celles adoptées pour les microphones pendant l'enregistrement. Le fait que, de cette manière, on puisse obtenir l'effet directif est bien évident, car les sons qui, pendant l'enregistrement, provenaient de la direction relative à un microphone, sont reproduits par le haut-parleur correspondant, tandis que ceux qui provenaient de l'autre direction sont reproduits par l'autre haut-parleur. En outre, pour les enregistrements stéréophoniques, on utilise, en général, des microphones directionnels qui, nous le savons, captent principalement les sons provenant de la direction dans laquelle ils sont orientés. Il faut noter que l'effet directionnel ne peut jamais être parfait, parce que les directions d'où proviennent les sons sont infinies, tandis que les canaux d'enregistrement et de reproduction sont seulement, en règle générale, au nombre de deux. L'amélioration par rapport au système d'enregistrement monophonique est, de toute façon, importante.

L'effet de profondeur est obtenu grâce à une caractéristique particulière de l'organe de l'ouïe, à travers les différences d'intensité, de phase et de temps de transit, entre les sensations sonores qui arrivent à l'oreille droite et celles qui arrivent à l'oreille gauche, représentant le même son, il est possible de se faire une idée de la distance à laquelle est située la source. On comprend donc comment, en installant un microphone à droite de l'orchestre et un autre à gauche, puis en reproduisant successivement l'enregistrement au moyen des haut-parleurs des deux canaux disposés de la même manière, les différences d'intensité, de temps et de phase entre les sons qui atteignent l'oreille droite et ceux qui atteignent l'oreille gauche sont conservées, au moins partiellement.

Pour donner de bons résultats, la stéréophonie requiert que les positions des microphones et des haut-parleurs soient étudiées convenablement et que les enregistrements et les reproductions des deux canaux soient parfaitement synchronisés. La qualité d'une écoute stéréophonique dépend aussi, des dimensions et des propriétés réverbérantes du local d'écoute. Le système d'enregistrement stéréophonique sur disque ou sur ruban doit donc être différent du système monophonique. Il doit permettre l'enregistrement et la reproduction simultanés de deux canaux, totalement séparés l'un de l'autre. L'amplificateur doit être différent, étant donné que dans ce dernier également, les deux canaux doivent être nettement séparés.

Dans cette leçon, nous jetterons un coup d'oeil d'en-

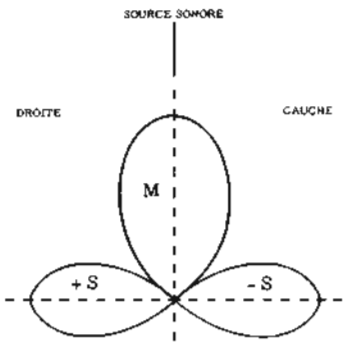


Fig. 1-A - Dans le système de prise de son XY, on utilise deux microphones bidirectionnels croisés.

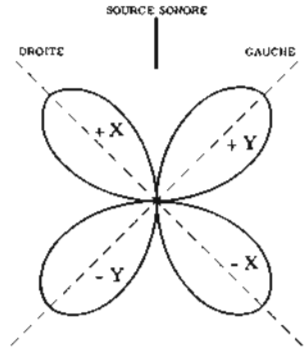


Fig. 1-B - Dans le système de prise de son MS, on utilise un microphone cardioïde (M) et un microphone bidirectionnel.

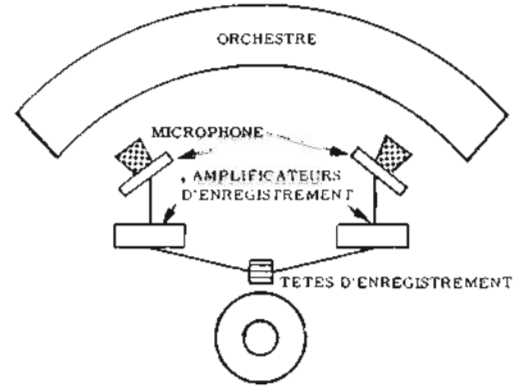


Fig. 2-A - Principe de l'enregistrement stéréophonique. On emploie deux microphones, deux amplificateurs et deux têtes d'enregistrement

semble sur la technique de l'enregistrement et de la reproduction stéréophoniques, naturellement, cette technique comporte des problèmes particuliers se rapportant, par exemple, à la disposition et au type des micropnones et des haut-parleurs, ainsi qu'aux caractéristiques des têtes de reproduction, mais tout cela reste l'objet d'une étude particulière de spécialisation.

SYSTEMES MONOPHONIQUES et STEREOPHONIQUES

Afin d'avoir des vues plus claires sur la stéréophonie, faisons une comparaison entre les procédés « monophonique et stéréophonique » en commençant par la source musicale (orchestre) pour aboutir à l'audition. Comme nous l'avons déjà dit, la reproduction sonore stéréophonique emploie un système à « deux canaux » complètement séparés, tandis que la reproduction classique utilise un seul canal.

Enregistrement. - Les ondes sonores qui proviennent de l'orchestre sont, dans l'enregistrement monophonique, captées par un seul microphone ou par plusieurs microphones qui aboutissent, cependant, au même amplificateur monocanal. La méthode normalement adoptée dans ce cas, consiste à installer le microphone à peu près à la hauteur de l'estrade du chef d'orchestre. Dans une telle position, le microphone reçoit un mélange satisfaisant des sons provenant des différents instruments de l'orchestre; cela est valable aussi dans le cas des grands orchestre symphoniques.

Dans le cas de l'enregistrement stéréophonique, on distingue deux systèmes de prise de son. Dans le premier, dit système XY, on utilise deux microphones, bidirectionnels croisés (**figure 1-A**), directement en face de l'orchestre disposés à droite et à gauche et à une distance de deux ou trois mètres. Il permettent, après addition convenable, d'obtenir les deux signaux. X + Y et X — Y; X et Y représentent les informations (sons musicaux) stéréophoniques venant respectivement du microphone droit et du microphone gauche.

Dans le second système, dit MS, qui est le plus employé, on utilise un microphone cardioïde et un microphone bidirectionnel. On obtient alors les signaux M + S (droite) et M — S (gauche) qui correspondent respectivement aux signaux X et Y du premier système.

Procédé d'enregistrement. - Le procédé normal d'enregistrement des disques comporte les étapes suivantes. Aussitôt que l'orchestre commence à jouer, l'enregistrement commence aussi; ce qui est représenté schématiquement par la **figure 2-A**. Cette première phase consiste à enregistrer la musique sur un ruban magnétique. Dans une seconde phase, on contrôle le ruban et on efface tout ce qui est indésirable. Une fois les morceaux musicaux montés dans l'ordre voulu, on réalise à partir du ruban la matrice des disques. Enfin, après des opérations intermédiaires les disques sont pressés et lancés dans le circuit commercial.

L'enregistrement stéroéphonique se réalisé d'une manière analogue à l'enregistrement monophonique dont nous venons de parler, mis à part le fait que les signaux provenant des deux microphones sont enregistrés séparément sur le ruban, selon une technique que nous décrirons plus tard. Comme dans le cas précédent, le produit final est le disque lancé dans le commerce: cette fois, il s'agit d'un disque « stéréo », sur lequel sont gravés séparément les sons correspondant aux deux canaux d'enregistrement.

Reproduction. - Nous savons que le disque monophonique est placé sur un tourne-disques et qu'il est « lu » au moyen d'une tête de lecture de l'un des types précédemment décrits. Le signal électrique provenant de la tête est amplifié et, enfin, est transformé en énergie sonore par le (ou les) haut-parleurs.

Le disque, ou le ruban stéréophoniques sont, au contraire, « lus » par une tête spéciale, qui permet la reproduction simultanée et séparée des deux canaux gravés. Ensuite, les deux signaux sont envoyés à deux amplificateurs séparés et les sons correspondants sont reproduits au moyen de deux haut-parleurs ou groupes de haut-parleurs. Le procédé est représenté à la figure 2-**B**. Dans un salon de dimensions normales, les deux groupes de haut-parleurs se trouvent généralement espacés l'un de l'autre d'environ deux ou trois mètres, comme les microphones dans le cas de l'enregistrement. Les deux haut-parleurs produisent des

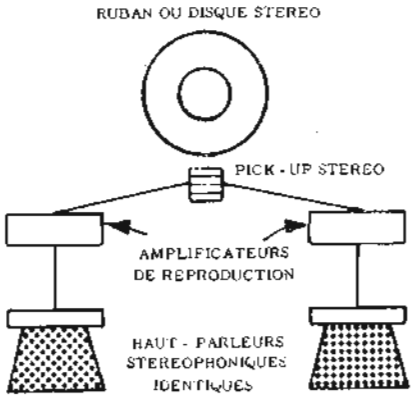


Fig. 2-B - Dans la reproduction stéréphonique on a deux têtes de lecture qui constituent le pick-up, dont les signaux sont envoyés à deux haut-parleurs qui sont suivis, à leur tour, de deux haut-parleurs.

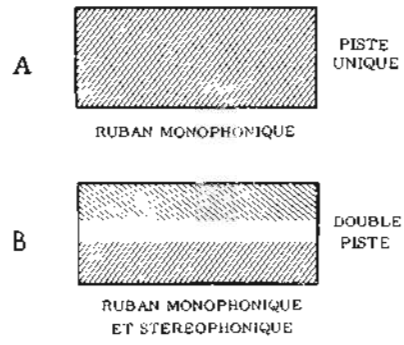


Fig. 3 - En A, emploi de la surface entière du ruban pour l'enregistrement magnétique monophonique. En B, subdivision en deux pistes pour l'enregistrement monophonique à double durée, ou pour l'enregistrement stéréophonique.

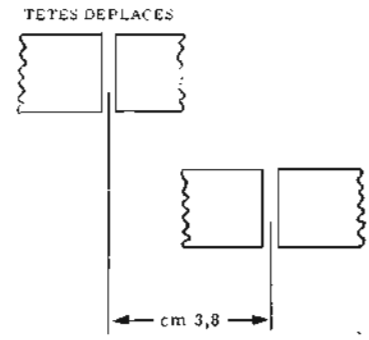


Fig. 4-A - Déplacement des deux têtes, l'une par rapport à l'autre, de 3,8 cm, selon l'ancien système.

sons différents qui convergent au point où se trouve l'auditeur, provenant de différentes directions. En outre, les sons qui proviennent de chacun des deux haut-parleurs arrivent à l'oreille avec une intensité différente et avec des trajets différents eux aussi, à cause de la différence de longueur du parcours sonore existant entre l'oreille gauche et l'oreille droite. Cela produit deux effets fondamentaux que l'on obtient au moyen de la stéréophonie: la directivité et la profondeur (ou relief sonore).

ENREGISTREMENTS STEREOPHONIQUES sur RUBAN

Dans la pratique, il existe plusieurs méthodes pour l'enregistrment sur ruban magnétique, que nous connaissons partiellement. Nous avons déjà examiné ce sujet dans une leçon spéciale: nous devons maintenant récapituler ces connaissances comme introduction à la description du système stéréophonique appliqué à l'enregistrement magnétique.

Une méthode parmi les plus utilisées dont on se sert encore couramment dans les enregistrements professionnels monophoniques, est celui à une seule piste: l'enregistrement est effectué sur toute la hauteur du ruban. Cela est indiqué à la **figure 3-A**. L'enregistrement monophonique sur toute la largeur du ruban est utilisé parce qu'il permet d'obtenir un rapport signal/bruit meilleur que celui obtenu avec le système à deux pistes, et aussi parce qu'il est plus facile d'identifier les morceaux contenus sur chaque ruban.

L'enregistrement à « double piste » qui est le plus utilisé actuellement est représenté par la figure **3-B**. Dans le cas d'enregistrement monophonique, le ruban est enregistré seulement sur une mince piste latérale et, ensuite, après l'avoir renversé, on l'enregistre sur sa seconde moitié. De cette façon, la durée de l'enregistrement est doublée, mais ce système présente l'inconvénient d'avoir à renverser le ruban, ce qui rend nécessaire une interruption de la continuité de l'enregistrement. L'enregistrement à double piste s'applique à merveille au système stéréophonique parce que, au moyen de l'emploi de deux têtes magnétiques, il est possible de graver simultanément sur la moitié supérieure du ruban l'un des deux canaux et sur la moitié inférieure le second. On obtient ainsi un synchronisme parfait entre les deux lectures ce qui est essentiel pour obtenir une grande qualité de reproduction. Les premiers enregistreurs stéréophoniques à double piste utilisaient deux têtes « déplacées » c'est-à-dire disposées à une certaine distance l'une de l'autre, comme on le voit sur la **figure 4-A**. L'écart entre les axes des entrefers des deux têtes était de 3,8 cm et, par suite, les deux enregistrements relatifs aux deux canaux se trouvaient déplacés, l'un par rapport à l'autre, d'une telle distance. Le synchronisme existait toujours, par le fait qu'à la reproduction le même écartement existait entre les têtes magnétiques de lecture. Dans le cas où l'on voulait reproduire le même ruban au moyen d'un autre enregistreur où cet écartement n'était pas rigoureusement égal, cela n'allait pas sans inconvénients.

Les « têtes déplacées » étaient utilisées par ce que l'on n'avait pas résussi à réaliser des têtes de dimensions assez petites pour pouvoir les disposer sur la même ligne verticale, de sorte que leurs expansions polaires puissent coïncider sur les deux pistes à enregistrer. Actuellement, cette difficulté a été aplanie et, ainsi on enregistre au moyen de têtes alignées, comme le montre la figure **4-B**. De toute façon, dans les deux cas, à la différence du système monophonique, le système stéréophonique requiert la présence de deux têtes d'enregistrement et de reproduction.

Dans les plus récents magnétophones, on utilise le système d'enregistrement à « quatre pistes ». Ces magnétophones sont toujours pourvus, même s'ils sont monophoniques, de deux têtes qui peuvent enregistrer selon la position du ruban sur les pistes 1 et 3 ou bien 2 et 4 (**figure 5**). Dans le cas d'enregistrement monophonique, les deux têtes agissent successivement et, par suite il en résulte que la durée de reproduction d'un ruban est quadruplée. Dans le cas de l'enregistrement stéréophonique au contraire, on enregistre simultanément les deux canaux, la première fois sur les pistes 1 et 3, après quoi on renverse le ruban et on enregistre

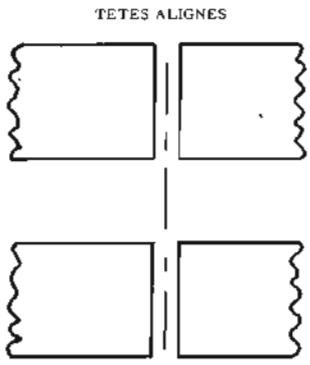


Fig. 4-B - Au moyen des têtes modernes, il est possible de réaliser l'alignement vertical de celles-ci, comme l'indique la figure, grâce à leurs dimensions réduites.

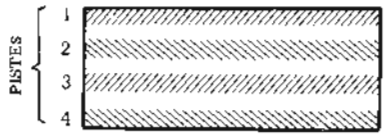


Fig. 5 - Subdivision de la surface du ruban en quatre pistes. Dans ce cas, on a toujours deux têtes magnétiques, soit pour l'enregistrement monophonique de durée quadruple, soit pour l'enregistrement stéréophonique de durée double.

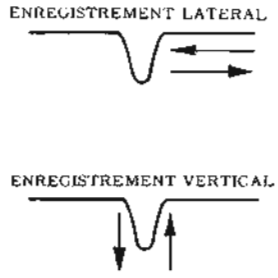


Fig. 6 - En haut, direction des oscillations de pointe dans le cas d'enregistrement latéral sur disque. En bas, direction des oscillations dans l'enregistrement vertical.

simultanément sur les pistes 2 et 4. Le système que nous venons de décrire permet d'obtenir des enregistrements stéréophoniques de durée double. L'emploi du procédé à quatre pistes est destiné seulement aux machines d'amateurs et il est très rarement utilisé dans les magnétophones professionels, parce que, en enregistrant sur plusieurs pistes, l'une proche de l'autre, il se produit de petites interactions d'un canal à l'autre; ces interactions sont dues, en particulier, au flux de dispersion dans les têtes qui comportent des imperfections.

ENREGISTREMENT STEREOPHONIQUE sur DISQUE

Les disques stéréophoniques emploient une combinaison des techniques d'enregistrement qui durant tant d'années ont été utilisées pour la production des disques monophoniques. Elles sont représentées sur la **figure 6**. La méthode d'enregistrement monophonique la plus répandue actuellement est celle de l'enregistrement latéral, dans lequel le graveur, au lieu de tracer sur la matrice du disque un sillon parfaitement circulaire, accomplit des déplacements latéraux parallèles au plan du disque. Au contraire, au moyen de l'ancienne méthode d'enregistrement vertical, le sillon varie en profondeur dans la direction normale au plan du disque.

En stéréophonie, les deux méthodes se combinent afin d'énregistrer sur un sillon unique le signal qui provient de deux canaux séparés. Les premiers disques stéréophoniques employant l'enregistrement vertical pour un canal et l'enregistrement latéral pour l'autre (**figure 7-A**). La méthode la plus récente qui a donné les meilleurs résultats, emloie le système «45-45» appelé aussi système « Westrex », dont le principe est représenté par la figure 7-**B**.

Dans le système « 45-45 », les deux canaux enregistrés sur un sême sillon et forment entre eux un angle de 90°; ce qui est vrai aussi pour le procédé décrit précédemment, parce que — dans ce dernier — le gravure latérale est à 90° par rapport à la gravure verticale. Toutefois, suivant cette méthode, les deux plans d'enregistrement se présentent également inclinés à 45°, tant par rapport au plan horizontal du disque que par rapport au plan vertical. D'où la dénomination «45-45».

Les raisons pour lesquelles ce dernier système est préféré au premier, peuvent être ainsi résumées.

1) Le système vertical-latéral donne naissance à une distorsion beaucoup plus élevée dans un canal que dans l'autre. Etant donné que les deux canaux possèdent une composante verticale identique, le système « 45-45 » divise en parties égales la distorsion entre les deux canaux; le système est donc mieux équilibré.

2) La structure granuleuse du sillon du disque se traduit par une modulation verticale parasite qui détermine la production de perturbations, surtout sous forme de craquements.

Au contraire, elle n'a aucun effet sur le mouvement horizontal de la pointe. L'enregistrement stéréophonique « vertical - latéral » donne done une reproduction affectée de distorsion sur le canal vertical, tandis que le canal horizontal en sera complètement exempt Dans le système « 45-45 », puisque les deux canaux possèdent une composante verticale et une composante latérale identiques, les perturbations se divisent en parties égales entre les deux canaux et, de plus diminuent sérieusement en valeur absolue. Cela aussi contribue à un meilleur équilibre du système.

3) Il faut enfin remarquer que les équipements stéréophoniques doivent aussi être adaptés à la reproduction de disques classiques. Si un disque monophonique est lu au moyen d'une pointe stéréophonique du type « vertical-latéral », tout le son provient du canal vertical. On doit donc débrancher complètement l'un des deux amplificateurs et les haut-parleurs correspondants, en limitant ainsi la puissance et la diffusion des sons. Au moyen d'une pointe adaptée au système «45-45» au contraire, les deux canaux interviennent également dans la lecture d'un disque monophonique et, par conséquent, on a une meilleure reproduction.

« PICK-UP » pour STEREOPHONIE

Les «pick-up» stéréophoniques fonctionnent selon les mêmes principes de base que les têtes de pick - up monaurales. Cependant, leur construction en diffère

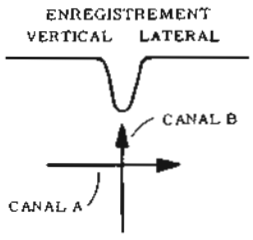


Fig. 7-A - Méthode d'enregistrement stéréophonique sur disque qui emploie le système « latéral-vertical ».

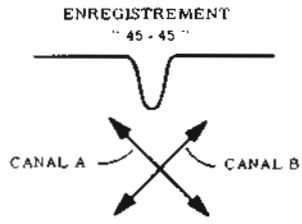


Fig. 7-B - Principe de l'enregistrement stéréophonique sur disque par la méthode « 45-45 » ou « Westrex ». Les deux canaux sont perpendiculaires entre eux.

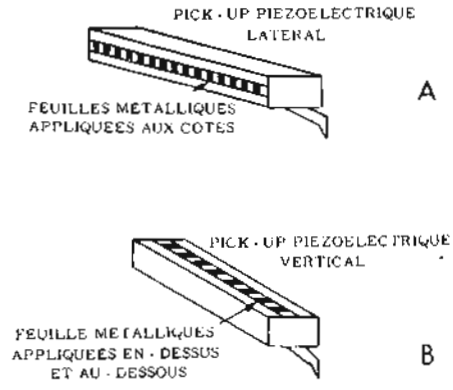


Fig. 8 - En A, principe du pick-up piézoélectrique latéral. Les signaux sont prélevés entre les faces laterales du cristal. En B, la tête piézoélectrique est du type vertical et les signaux sont prélevés entre les faces horizontales du cristal.

beaucoup. Ils doivent, en effet, être capables de lire de modulation inscrite, selon les deux dimensions du sillon gravé; de plus, ils doivent fournir deux signaux séparés. Il y a donc deux sources de signaux un pick-up stéréophonique dans et elles doivent être aussi identiques que possible.

Les pick-up les plus courants peuvent être divisés en deux grandes catégories: pick-up à vitesse constante (P.U. magnétiques à fer mobile et à bobine mobile) et les pick-up à amplitude constante (P.U. à cristal piézoélectrique).

En ce qui concerne les premiers, la tension de sortie est proportionnelle à la vitesse de vibration de l'aiguille. La tension de sortie des seconds varie avec l'amplitude de la modulation du sillon gravé.

Types piézoélectriques

Lorsqu'un cristal piezoélectrique est soumis à une contrainte mécanique, une tension électrique, proportionnelle à la contrainte, apparaît entre les faces de ce cristal. Dans le pick-up piézoélectrique, l'aiguille de lecture est mécanique est produite du sein de ce cristal par les vibrations de l'aiguille qui suit la modulation du sillon gravé.

La **figure 8-A** représente un pick-up piézoélectrique **latéral** simplifié. A une extrémité du cristal piézoélectrique est fixée une pointe, tandis que l'autre extrémité est solidaire du bloc de fixation et du bras du pick-up. Deux plaques métalliques sont disposées sur les côtés du cristal. Lorsque les mouvements latéraux de la pointe déforment le cristal dans le sens latéral, il apparaît entre les deux électrodes métalliques une tension proportionnelle à la constante, qui est transmise à l'entrée de l'amplificateur.

Un pick-up piézoélectrique **vertical** est analogue à un pick-up latéral, mis à part le fait que les deux électrodes métalliques sont disposées, sur la partie supérieure du cristal et l'autre sur la partie inférieure (figure 8-**B**). Quand la pointe parcourt le sillon du disque, elle provoque des vibrations, du cristal dans le sens vertical; les électrodes prélèvent les tensions engendrées entre les deux faces du cristal.

Que se passe-t-il lorsqu'un pick-up piézoélectrique monophonique latéral est utilisé avec un disque monophonique à enregistrement vertical. Puisque la pointe suit le sillon, les vibrations transmises au cristal piézoélectrique produiront une différence de potentiel entre ses forces supérieures et inférieures. Toutefois, étant donné que le cristal prévu pour la reproduction des disques à enregistrement latéral ne comporte pas d'électrodes métalliques sur ses deux faces latérales, les tensions qui y sont engendrées ne sont ni prélevées, ni transmises à l'amplificateur.

Un pick-up destiné à la lecture de disques stéréophoniques doit être capable de fournir simultanément — aux bornes de deux paires d'électrodes métalliques — les tensions qui correspondent aux deux canaux gravés dans le sillon du disque. La **figure 9** représente un type simple de pick-up pour enregistrements stéréophoniques, constitué de deux têtes monophoniques mises en mouvement par une seule pointe qui est disposée à l'intérieur du même bloc de fixation. Comme on le voit sur la figure, les deux têtes sont à 90° entre elles et à 45° avec le plan horizontal du disque. De cette façon, chacune d'elles est excitée par les vibrations de la pointe provoquée par le canal d'enregistrement dont la direction est indiquée par la flèche. Par conséquent, lorsque le sillon déplace la pointe dans la direction numéro 1, une tension apparaît entre les électrodes métalliques disposées sur le cristal numéro 1. Le mouvement de la pointe dans la direction numéro 2, au contraire, provoque une tension sur les électrodes du cristal numéro 2. Les deux tensions sont prélevées séparément et transmises chacune à son propre amplificateur.

Actuellement, ce type de pick-up stéréophonique n'est que très rarement utilisé, parce qu'il en existe un autre plus simple. Celui-ci, représenté schématiquement par la **figure 10**, ne comporte qu'un seul cristal piézoélectrique. Ce dernier est à 45° par rapport au plan horizontal du disque et il est pourvu de quatre électrodes métalliques disposées sur chacune des faces. La pointe

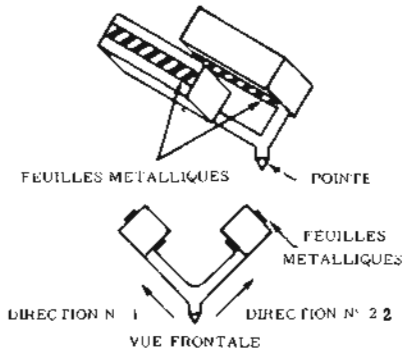


Fig. 9 - Exemple de tête stéréophonique à cristal, constituée de deux unités actionnées par une pointe unique.

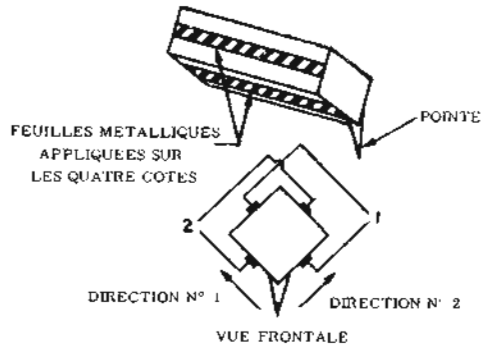


Fig. 10 - Principe de la tête stéréophonique moderne à cristal. Les deux signaux sont prélevés sur les deux paires d'électrodes d'un seul cristal, auquel les vibrations parviennent à travers une pointe de lecture unique.

est fixée directement sur l'arête inférieure du cristal piézoélectrique. Lorsque la pointe communique au cristal une vibration dans la direction 1, la tension apparaît au bornes des électrodes marquées 1, tandis que lorsque la pointe se meut dans la direction 2, la tension apparaît aux bornes marquées 2. Les tensions provenant de chaque paire d'électrodes sont transmises à des amplificateurs séparés afin d'obtenir la reproduction stéréophonique.

Le type de pick-up piézoélectrique stéréophonique que nous venons de décrire est d'un emploi universel étant donné qu'il peut être utilisé également, en pratique, pour la lecture des disques monophoniques. La caractéristique principale d'un bon pick-up monophonique réside dans le fait qu'il doit traduire fidèlement les mouvements de la pointe dans le sens latéral, et non pas ses mouvements dans le sens vertical. Ces derniers sont en effet responsables du bruit de fond et des perturbations diverses. Cette caractéristique est pleinement satisfaite par le pick-up stéréophonique que nous venons de décrire.

Considérons à ce propos la **figure 11**. Elle donne la représentation schématique des connexions normales de la tête stéréophonique. Pour la reproduction des disques monophoniques les bornes droite et gauche sont reliées ensemble et constituent le « point chaud ». Lorsque le pick-up stéréophonique est ainsi utilisé, il fonctionne comme suit: si la pointe est inclinée vers la droite, la borne de gauche ainsi que celle de droite sont portées à un potentiel positif par rapport à la borne reliée à la masse. D'une manière analogue, lorsque la pointe est inclinée vers la gauche, les deux bornes sont négatives. Les deux tensions ainsi engendrées, positive et négative, s'additionnent. Elles traduisent ainsi électriquement les mouvements latéraux de la pointe.

Dans les cas du déplacement de la pointe dans le sens vertical, la tension qui apparaît à droite est, au contraire, égale en valeur absolue, mais de signe contraire à celle qui apparaît à gauche; par conséquent, les deux tensions s'annulent. Le résultat final est donc le suivant: seuls, les mouvements latéraux de la pointe engendrent un signal électrique.

Types à réluctance variable

Le fonctionnement des pick-up à réluctance variable est basé — rappelons le — sur les variations du flux magnétique coupé par un conducteur et déterminé par les vibrations de la pointe conducteur. Les variations du flux magnétique engendrent une tension aux

Un exemple de pick-up à réluctance variable est représenté par la **figure 12**. En **A** on voit un type adapté à la reproduction de disques à enregistrement latéral. Dans celui-ci, le flux magnétique, produit par l'aimant permanent, parcourt tout le circuit magnétique constitué par le noyau et par le petit entrefer. A cause de la réluctance magnétique élevée de l'air, le flux magnétique circulant dans le circuit entier est déterminé principalement par l'épaisseur de l'entrefer. A ce propos rappelons que la réluctance magnétique est comparable à la résistance électrique tandis que le flux joue le rôle de l'intensité du courant électrique. Dans un circuit magnétique déterminé, plus la réluctance est élevée, plus le flux est faible et inversement.

Puisque la pointe suit le sillon du disque, elle détermine, par ses vibrations, des variations de l'épaisseur de l'entrefer et, par suite, du flux magnétique. Ces variations de flux, qui traduisent fidèlement les sons gravés sur le disque, produisent dans la bobine des courants proportionnels aux dites variations, lesquels reproduisent de cette façon, le son enregistré. Le mouvement vertical de la pointe, au contraire, ne produit aucune modification de l'épaisseur de l'entrefer; par suite, les variations de profondeur du sillon qui sont la cause du bruit de fond n'engendrent aucun signal.

La figure 12-**B** représente un pick-up à réluctance variable pour disques monophoniques à enregistrement vertical. Dans ce cas c'est le mouvement de la pointe dans le sens vertical qui fait varier l'épaisseur de l'entrefer, engendrant ainsi une tension de signal proportionnelle aux variations de profondeur du sillon. Le mouvement latéral, par contre, ne produit aucune tension de sortie.

Les pick-up modernes à réluctance variable pour en-

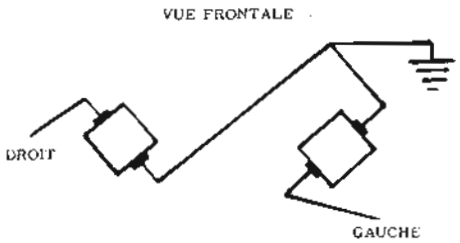


Fig. 11 - Connexion des électrodes de la tête stéréophonique à cristal. Les deux cristaux ont un pôle commun, relié à la masse. Les deux autres pôles fournissent le deux signaux séparés.

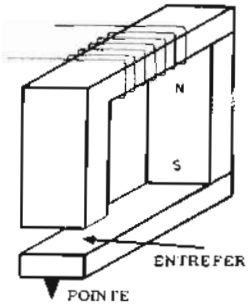


Fig. 12-A - Principe de la tête magnétique à réluctance variable du type latéral. Les deux signaux sont engendrés par les oscillations latérales de la pointe.

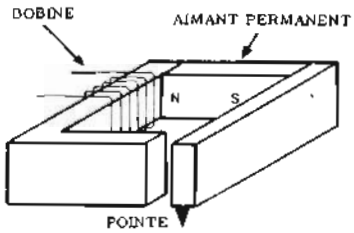


Fig. 12-B - Au moyen de cette disposition, la tête magnétique devient sensible uniquement aux vibrations de la pointe dans le sens vertical. Le principe reste, comme on le voit, le même.

registrements latéraux sont pourvus de deux entrefers et de deux bobines, comme le montre la **figure 13**. Dans ce cas, lorsque la pointe se déplace dans une des deux directions latérales, le flux augmente dans un noyau et diminue dans l'autre. Les deux bobines sont disposées de sorte que les tensions existant à leurs bornes soient en phase et s'additionnent. La présence de deux entrefers diminue la distorsion et rend négligeable l'influence des champs d'induction magnétique alternatifs existant au voisinage.

Un pick-up stéréophonique à réluctance variable peut être constitué comme l'indique la **figure 14**. La pointe est fixée mécaniquement à un petit aimant permanent qui se meut entre les expansions polaires des noyaux de deux bobines doubles. Les positions de ces noyaux sont de 90° entre eux et de 45° avec le plan horizontal et, de ce fait elles coïncident, avec les deux directions d'enregistrement des canaux stéréophoniques. Les vibrations de la pointe dans le sens latéral sont communiquées à l'aimant mobile, faisant ainsi varier l'épaisseur des entrefers relatifs à cette direction. Il en résulte des variations de flux dans le circuit magnétique correspondant, et puisque les deux bobines sont disposées de manière que les tensions qui y sont induites s'additionnent, on obtient à la sortie un signal électrique correspondant à l'un des canaux.

Les vibrations de la pointe dans la direction perpendiculaire à la première (verticale) déterminent, elles aussi, un mouvement de l'aimant dans le même sens et, ainsi, engendrent des variations de flux dans l'autre circuit magnétique. Aux bornes des bobines de ce circuit, on obtient donc le signal relatif à l'autre canal.

Le fonctionnement de ce pick-up, bien que son principe soit totalement différent, peut être considéré comme étant analogue à celui du pick-up piézoélectrique de la figure 10, et présente donc les mêmes avantages en ce qui concerne l'éventuelle reproduction des disques monophoniques. Les variations de profondeur des sillons du disque déterminent dans les bobines des tensions qui s'annulent lorsque les deux têtes sont reliées entre elles. Les vibrations latérales au contraire, engendrent dans les bobines des tensions en phase qui s'additionnent, donnant ainsi un signal de sortie renforcé.

On obtient donc une élimination des perturbations dues à des imperfections éventuelles du sillon.

Signalons, pour terminer, que ces sources délivrent des tensions de sortie bien plus faibles que celles d'une tête de pick-up monaurale.

LA DIAPHONIE

Une des caractéristiques les plus importantes des transducteurs stéréophoniques, aussi bien les pick-up que les têtes de lecture de magnétophones, est le niveau de diaphonie. En général, on désigne par le mot « diaphonie » le transfert d'une partie d'un signal provenant d'un canal, sur l'autre canal. Il existe plusieurs causes susceptibles d'engendrer la diaphonie et nous les traiterons séparément.

Tout d'abord, il faut savoir que la diaphonie peut s'exprimer facilement au moyen d'une différence de niveau en dB. Supposons, en effet, que l'on applique un certain signal à l'entrée du canal A, en laissant libre au contraire l'entrée du canal B. Il s'ensuit que, en l'absence de diaphonie, on obtient un signal normal à la sortie A, tandis que la sortie B en est dépourvue. En présence de diaphonie, une partie du signal qui provient du canal A est reçue par le canal B, et on obtient ainsi un signal aux deux sorties.

Naturellement, le signal présent à la sortie A, dans l'exemple qui nous intéresse, a une amplitude beaucoup plus grande que celui présent à la sortie B. La différence de niveau, en dB, entre ces deux signaux, nous indique exactement le niveau de diaphonie du système. On prend en considération, comme source de diaphonie, la seule tête de lecture, parce qu'on suppose que les canaux d'amplification suivants sont bien séparés et, par conséquent, ne peuvent pas réagir l'un sur l'autre.

Diaphonie dans la stéréophonie sur ruban

Pour mieux comprendre ce phénomène, il faut considérer qu'on a cinq possibilités diverses de couplage

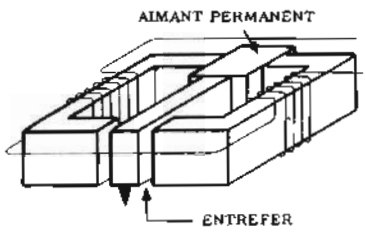


Fig. 13 - Principe d'un pick-up moderne à réluctance variable qui comporte deux enroulements et deux entrefers. Les signaux induits dans les deux bobines sont en phase et s'additionnent.

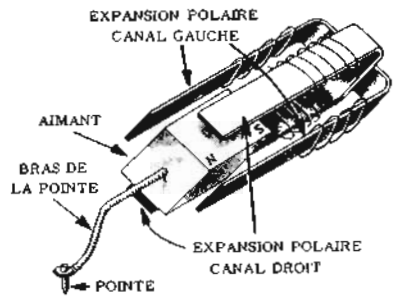


Fig. 14 - En introduisant quatre expansions polaires à 90° entre elles, une tête magnétique classique devient une tête stéréophonique. Dans les deux enroulements sont induites les tensions séparées, provoquées par les oscillations de la pointe dans les deux sens.

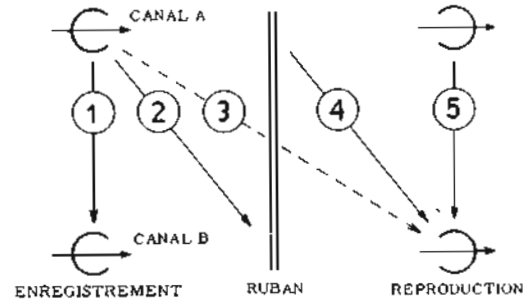


Fig. 15 - Représentation schématique des diverses causes de diaphonie dues à l'influence réciproque entre les têtes d'enregistrement ou de reproduction, ou entre les premières et les secondes. La signification des chiffres est expliquée dans le texte.

entre les deux canaux, dans l'enregistrement stéréophonique sur ruban.

Chacun de ces couplages détermine une diaphonie. La **figure 15** représente les couplages possibles que nous sommes en train d'étudier. Les effets 1 et 5 sont dûs à des couplages parasites entre les têtes correspondant aux deux canaux, respectivement en phase d'enregistrement et en phase de reproduction; pour éliminer cette diaphonie on utilise des blindages convenables entre les deux paires de têtes. Naturellement, tandis que la diaphonie 5 peut être, de cette façon, complètement éliminée, la diaphonie 1 subsiste partiellement, surtout aux fréquences élevées. Cette différence entre l'enregistrement et la reproduction est facile à comprendre en tenant compte, soit du flux magnétique élevé que l'opération d'enregistrement nécessite par rapport à celle de reproduction, soit de la présence, dans le premier cas, des signaux de polarisation à haute fréquence. Ces signaux peuvent en effet passer très facilement d'un circuit à l'autre, par induction. La diaphonie 3 ne présente pas un intérêt particulier, excepté dans le cas des magnétophones capables d'effectuer simultanément l'enregistrement d'un nouveau signal et la lecture de celui qui est déjà enregistré au même endroit du ruban. Elle a lieu entre la tête d'enregistrement et celle de lecture.

Les diaphonies les plus importantes sont, sans doute, celles indiquées par 2 et 4. La première se manifeste pendant l'enregistrement, par une action partielle de la tête A sur la piste B, et de la tête B sur la piste A. La seconde se rapporte, au contraire, à la reproduction, et se manifeste d'une façon exactement opposée, c'est-à-dire par un passage, partiel du signal délivré par la tête A au canal B et réciproquement.

Les diaphonies de type 2 et 4 semblent, à première vue, de même nature; toutefois elles ont des causes bien différentes. La première est due au fait que le champ magnétique de la tête qui impressionne le ruban a tendance à dépasser les limites de la piste affectée à un canal et, ainsi, à empiéter sur la piste de l'autre canal.

Il existe donc une zone de transition où l'intensité du signal varie de sa valeur maximale à zéro. En pratique, cette zone de transition est très réduite, de l'ordre de 0,1 mm environ. Il suffit donc que sur les côtés de chaque piste on laisse un espace de 0.5 mm environ, pour que cette diaphonie devienne négligeable, comme on peut le voir sur la **figure 16**; si au contraire, les deux pistes étaient espacées de moins de 0.2 mm, on aurait des interactions partielles entre les deux traces.

La diaphonie du type 4 est basée sur un phénomène physique différent. Comme nous le savons, les expansions polaires de la tête de lecture servent à canaliser le flux magnétique qui provient du ruban enregistré; à cause de leur perméabilité élevée, elles dévient les lignes d'induction magnétique extérieures, en les faisant pénétrer à l'intérieur. Il s'ensuit qu'une tête de lecture, même si elle n'est pas parfaitement adjacente à la trace enregistrée, continue de recevoir une partie du flux magnétique provenant de cette dernière; ce qui signifie que, même si on n'a pas une superposition partielle entre les deux enregistrements, c'est-à-dire si l'on se trouve dans les conditions de la figure 16, on peut constater la présence de la même diaphonie, parce que la tête de lecture d'un canal arrive à capter une partie du flux provenant de l'autre canal.

Etant donné que les distances parcourues par les lignes d'induction magnétique dans l'espace sont inversement proportionnelles à la fréquence (directement proportionnelles à la longueur d'onde), l'effet 4 dépend considérablement de la fréquence du signal enregistré tandis que l'effet 2 n'en dépend pas. Par conséquent, tandis que les plus hautes fréquences de la gamme acoustique ont une longueur d'onde insuffisante pour atteindre la tête de lecture de l'autre canal, les plus basses fréquences, au contraire, l'atteignent facilement. La seule possibilité de supprimer cet effet de diaphonie consiste à séparer suffisamment les deux pistes d'enregistrement. C'est pour éviter la naissance de ce type de diaphonie que, dans les équipements professionnels, on utilise principalement des magnétophones stéréophoniques à deux pistes, une par

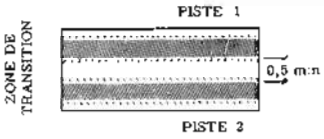


Fig. 16 - Pour éviter des interactions entre les deux pistes du ruban magnétique, on laisse, sur les côtés de chaque piste, une zone inutilisée dite de « transition ».

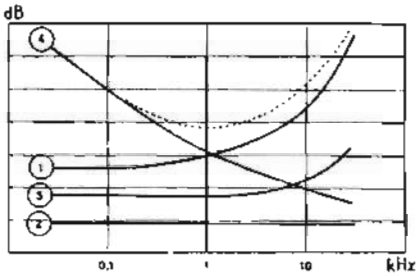


Fig. 17 - Variations d'intensité des divers types de diaphonie en fonction de la fréquence du signal. On note que le niveau de la diaphonie « 4 » diminue lorsque la fréquence augmente. Pour les types « 1 » et « 5 », c'est exactement le contraire qui se produit. Dans le type « 2 » la fréquence n'a aucune importance.

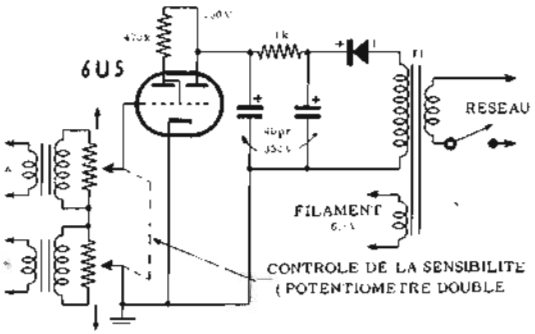


Fig. 18 - Circuit d'un indicateur optique d'équilibrage. A et B doivent être reliés en parallèle avec les bobines mobiles des deux haut-parleurs. La largeur de la zone lumineuse permet de déterminer la présences d'éventuels déséquilibres entre les deux canaux stéréophoniques.

canal. En employant quatre pistes, en effet, s'il est vrai qu'on obtient une plus grande durée d'enregistrement les pistes étant plus rapprochées, on obtient aussi un niveau de diaphonie nettement plus élevé.

La **figure 17** représente les niveaux des divers types de diaphonie que nous avons considérés, en fonction de la fréquence. On a indiqué en pointillé le niveau total. Comme on le voit, les diaphonies les plus importantes sont la 1 et la 4, la première étant proportionnelle et la seconde inversement proportionnelle à la fréquence. Nous pouvons constater que la diaphonie totale est plus élevée aux extrémités de la gamme acoustique.

Diaphonie dans la stéréophonie sur disque

Tandis que la diaphonie est relativement réduite dans le cas de la stéréophonie sur ruban, elle prend une importance capitale dans le cas de la stéréophonie sur disque. Jusqu'à présent, on n'a pas pu obtenir une séparation complète entre les deux canaux à cause de la difficulté de maintenir tant à l'enregistrement qu'à la lecture, l'orientation exacte « 45 - 45 » pour les deux canaux. Par exemple, à la lecture, une orientation légèrement différente de la tête est suffisante pour que chacun des deux canaux d'enregistrement puisse engendrer des composantes que l'on retrouve à la sortie de l'autre canal. Les petites vibrations du bras de lecture peuvent provoquer aussi un effet du même genre. Malheureusement, répétons-le; on n'a pas encore trouvé de méthodes propres à rendre négligeable ce phénomène fastidieux.

AMPLIFICATEURS STEREOPHONIQUES

La seule particularité des amplificateurs stéréophoniques repose sur le fait qu'ils sont toujours disposés par paires, une pour chaque canal. Ces deux amplificateurs doivent, naturellement, avoir les mêmes caractéristiques à tous les points de vue.

Les commandes extérieures existant sur les amplificateurs stéréophoniques présentent quelques différences par rapport aux mêmes commandes des amplificateurs des chaînes monaurales. Premièrement, les commandes de volume et de tonalité sont doubles, une pour chaque canal. Ils sont, cependant, à commande unique, afin d'éviter que des différences importantes ne se manifestent entre les deux canaux. De telles différences entraîneraient une réduction considérable de la qualité de la reproduction et une irrégularité de l'effet stéréophonique. L'auccouplement des commandes des deux amplificateurs est obtenu en utilisant deux potentiomètres identiques commandés par un seul axe.

De plus, on rencontre une commande totalement inexistante dans les chaînes monaurales le contrôle d'équilibrage. En agissant sur ce potentiomètre, le gain d'un canal augmente tandis que, simultanément, le gain de l'autre canal diminue. Une fois l'équilibrage terminé, le gain des deux canaux est rigoureusement égal pour toutes les positions du potentiomètre de réglage de volume.

Cette opération est longue et fastidieuse car elle nécessite un certain nombre de réglages successifs. Pour simplifier le procédé, il existe, dans certains équipements stéréophoniques ce qu'on appelle une « balance d'équilibrage ». Comme nous l'avons dit au commencement de la leçon, les haut-parleurs des deux canaux doivent être identiques. Par conséquent, lorsqu'une chaîne stéréophonique est correctement équilibrée, c'est-à-dire lorsqu'un même son est reproduit avec une intensité égale par les deux canaux, la même d.d.p. existe entre les bornes des bobines mobiles des haut-parleurs de ces canaux. Un indicateur d'équilibrage est indiqué par la **figure 18**. On peut voir deux transformateurs d'entrée identiques qui sont reliés séparément à la bobine mobile des haut-parleurs des deux canaux. Les secondaires des transformateurs sont reliés de sorte que les tensions développées s'annulent mutuellement. N'importe quel déséquilibre donne naissance à une tension qui, prélevée aux bornes des curseurs du double potentiomètre de réglage de sensibilité, est appliquée à la grille du tube 6U5. Un tel tube est du type à rayons cathodiques, (utilisé en général comme indicateur d'accord), dans ce cas il indique, au moyen d'une zone lumineuse plus ou moins grande, l'éventuelle présence d'une tension de déséquilibre.

Leçon n° 119

AMPLIFICATEUR STEREO de 2x18 W avec PREAMPLIFICATEUR INCORPORE

1ère Partie

Fig. 1 - Aspect de l'Ampli - Préampi stéréophonique Dynakit SCA35. L'appareil est présenté dans un élégant boîtier métallique vernissé au four.

Le SCA - 35 est un préamplificateur - amplificateur Stéreo de haute qualité qui sert de centre de contrôle aux différentes sources telles que: pick-up, magnétophone et radio. Il permet de choisir la source désirée, de modifier la tonalité du son et le changement du volume; il comporte des sorties pour haut-parleurs et casque.

Le raccordement des différentes sources se fait sur les diverses prises aménagées sur le panneau arrière. Les câbles blindés et prises fournis avec l'équipement de chaque source sont utilisés pour relier les divers éléments. Des sorties munies de vis permettent la liaison du SCA-35 avec les haut-parleurs. La rangée supérieure des entrées et sorties est utilisée pour le canal de gauche et la rangée inférieure pour celui de droite.

Caractéristiques générales

Entrées	7 paires: entrées phonomagnétique RIAA à bas niveau; entrées phono magnétique à haut niveau (50 000 Ω), phono à cristal - têtes de magnétophone (100 000 Ω), radio, enregistrement et auxiliaire (250 kΩ).
Sorties	Sortie d'enregistrement à niveau constant, sorties H.P. 8 et 16 Ω, sortie HP à bande centrale, prise de casque.
Commandes	Sélecteur, volume, balance, basses, aiguës, commutateur stéréo et mono, compensation de puissance auditive, filtre et puissance.
Limite de commande de tonalité	±12 dB à 50 Hz et 15 kHz.
Sensibilité	2,5 mV pour une tête magnétophonique, 4 mV pour phonomagnétique à bas niveau, 1 V à haut niveau.
Puissance de sortie	35 watts, 45 watts en puissance musicale (les deux canaux).
Réponse en fréquence	±0,25 dB de 20 Hz à 20 kHz.
Réponse en puissance	20 Hz à 20 kHz sans plus de 1% de distorsion pour 1 dB à 17,5 watts (sur chaque canal).
Distorsion d'intermodulation	Moins de 1% à 17,5 watts sur (chaque canal). Moins de 0,2% sur toute entrée aux niveaux moyens d'écoute.
Ronflement et bruit	70 dB au dessous de 10 mV d'entrée pour une sortie étalonnée sur entrées à bas niveau; en dessous 80 dB sur entrées à haut niveau.
Tubes	8 + 2 diodes.
Consommation	110 watts, 120/240 volts 50 Hz.
Dimensions	335 × 100 × 255 mm.

COMMANDES du PANNEAU AVANT

Les commandes du panneau avant rendent l'utilisation du SCA-35 extrêmement simple tout en assurant toute la souplesse d'utilisation souhaitable. Quoique la manipulation des seuls contacteurs-sélecteurs, interrupteurs de courant et commande de volume suffise à rendre agréable l'utilisation du SCA-35, la connaissance du fonctionnement des autres interrupteurs et commandes est de nature à augmenter le plaisir de l'écoute. La fonction de chacun de ces interrupteurs et commandes est décrite ci-après.

Contacteur-sélecteur: la rotation de ce contacteur et son positionnement permettent le branchement sur « phono » par exemple; après branchement, mettre le tourne disques en marche; le son sera entendu.

Le contacteur stéréo-mono situé sous le contacteur-sélecteur étend l'utilisation de ce dernier. En cas d'écoute d'une source stéréo, mettre le contacteur en position « stéréo ». En cas d'écoute d'une source mono, la mise en position « mono » fait passer le son de l'unique canal sur les deux haut-parleurs. En cas d'écoute de disques mono avec une tête de P.U. stéréo, la mise en position « mono » élimine l'essentiel de la composante verticale du son. Quand un tuner FM est accordé sur une station monophonique, la mise en position « mono » du contacteur supprime fréquemment bruit et distorsion.

Commande de volume: la rotation de la commande de volume dans le sens des aiguilles d'une montre augmente le niveau du son dans les deux haut-parleurs. La position normale de cette commande dépend du rendement des haut-parleurs et de la nature du son provenant de la tête du P.U. ou du tuner. On remarquera que la position du contrôle de volume est sans rapport avec le niveau auquel chaque programme de musique est joué, de sorte qu'on dispose d'un large éventail de positions pour obtenir le son au niveau approprié. Le règlage doit être fait sur le volume désiré sans rapport avec la position du bouton.

Si le tuner ou tout autre équipement branché sur une entrée du SCA-35 est muni d'une commande de volume propre, cette dernière doit être réglée de telle sorte qu'en passant d'une source à une autre, le son soit pratiquemment au même niveau

Sous la commande de volume est situé le correcteur physiologique. Quand il est en position « loudness », il s'ensuit un accroissement des graves dans la musique lorsque la commande du volume est dans la partie inférieure de sa course. Pour toute autre position de la commande de volume, le correcteur physiologique n'a pas d'effet. Ce besoin de correction est dû au fait que l'oreille est moins sensible aux basses fréquences aux niveaux d'écoute faible. Le correcteur physiologique contribue à corriger ce phénomène. Il augmente l'impression de plénitude d'une musique écoutée à faible volume et accroit le plaisir de l'écoute.

Balance - La commande de balance est utilisée pour régler l'équilibre entre les deux haut-parleurs et permettre de centrer le son. La rotation de commande de balance vers la gauche réduit le son du haut-parleur de droite et déplace vers la gauche la source du son. La rotation vers la droite déplace vers la droite la source du son.

Normalement l'équilibrage est réalisé quand la commande est à mi-course (12 heures), mais le déséquilibrage d'un programme, un rendement différent entre les deux haut-parleurs, une anomalie acoustique du lieu d'écoute, ou des différences entre les composants du SCA-35 dues aux tolérances de fabrication peuvent nécessiter la mise de cette commande en position différente de la mi-course. Etant donné que les effets de la commande de balance sont très progressifs dans la zone de rotation comprise entre les positions 9 heures et 3 heures, une position extérieure à ce secteur n'est pas révélatrice d'une anomalie.

Tournée dans l'une ou l'autre des positions extrêmes la commande de balance interrompt tout son sur le haut-parleur correspondant. Ce dispositif peut être utilisé si plusieurs signaux apparaissent sur les deux canaux stéréo (comme la deuxième piste d'un magnétophone mono), et si les deux signaux ne sont pas désirés simultanément.

Contrôle de tonalité - Les contrôles de basses et d'aigus agissent de la même façon: le contrôle des aigus agissant sur les hautes fréquences, et celui des basses sur les basses fréquences. Ces contrôles donnent une courbe de réponse plate sans discrimination de fréquence quand l'index est en position médiane (12 heures). La rotation dans le sens des aiguilles d'une montre accroît l'effet correspondant et la rotation dans le sens contraire produit une atténuation.

Lorsque la source produit un son éraillé ou strident, l'atténuation des aigus améliorera le son. S'il y a des excès de graves, une atténuation de ceux-ci doit être pratiquée.

Au dessous des contrôles de tonalité se trouve la commande du filtre d'aigus. Lorsque celle-ci est en position « filtre », il se produit une atténuation simultanée des hautes et basses fréquences, donnant une courbe de réponse étroite. Ce dispositif peut être utilisé avec les sources musicales de médiocre qualité comme des disques rayés, des émissions radio comportant trop de graves et d'aigus. Une atténuation aux deux extrémités du spectre sonore n'entraîne pas de déséquilibre dans la tonalité de l'ensemble. Le filtre d'aigus peut être utilisé en combinaison avec les contrôles de tonalité lorsqu'une très forte correction des tonalités est nécessaire.

Interrupteurs d'alimentation - Ils commandent évidemment l'alimentation ou l'arrêt du SCA-35 (en même temps que la commande de tous équipements branchés sur les sorties commandées du panneau arrière). Un temps de 15 secondes environ est nécessaire pour le chauffage du SCA-35 après mise en position « power ».

CONNEXIONS du PANNEAU ARRIERE

Connexions d'un P.U. - Toute platine professionnelle ou à changeur de disques peut être utilisée. Trois paires d'entrées P.U. permettent de recevoir les si-

NOMENCLATURE du MATERIEL

R 1 = 1,2 MΩ
R 2 = 150 kΩ 1 W, 5%
R 3 = 5600 ohms 5 %
R 4 = 120 ohms 1 W, 5%
R 5 = 120 ohms 1 W, 5%
R 6 = 1,2 MΩ
R 7 = 47 kΩ
R 8 = 390 ohms
R 9 = 18 kΩ 5 %
R 10 = 100 kΩ 5%
R 11 = 47 kΩ
R 12 = 1,5 kΩ
R 13 = 1,2 kΩ
R 14 = 150 kΩ 1 W, 5%
R 15 = 5600 ohms 5%
R 16 = 120 ohms 1 W, 5%
R 17 = 120 ohms 1 W, 5%
R 18 = 1,2 MΩ
R 19 = 47 kΩ
R 20 = 390 ohms
R 21 = 18 kΩ 5%
R 22 = 100 kΩ
R 23 = 47 kΩ
R 24 = 1,5 MΩ
R 25 = 10 kΩ
R 26 = 10 kΩ
R 27 = 18 kΩ
R 28 = 18 kΩ
R 29 = 4,7 MΩ
R 30 = 270 kΩ 1 W, 5%
R 31 = 560 ohms 5%
R 32 = 22 kΩ 1 W, 5%
R 33 = 120 kΩ 5%
R 34 = 27 kΩ 1 W, 5%
R 35 = 470 kΩ
R 36 = 470 kΩ
R 37 = 82 kΩ 5%
R 38 = 22 kΩ
R 39 = 220 ohms 1 Watt
R 40 = 220 ohms 1 Watt
R 41 = 50 ohms 5 Watt
R 42 = 95 ohms 5 Watt 5%
C 1 = 0,1 µF 400 V
C 2 = 0,02 µF 400 V
C 3 = 0,1 µF 400 V
C 4 = 330 pF mica 5%
C 6 = 0,1 µF 16 V
C 5 = 0,0033 µF 10%
C 7 = 0,02 µF 400 V
C 8 = 0,1 µF 400 V
C 9 = 330 pF m
C 10 = 0,0033 µF
C 11 = 0,01 µF
C 12 = 0,01 µF 1
C 13 = 0,0033 µ
C 14 = 0,0033 µ
C 15 = 0,02 µF
C 16 = 0,02 µF 1
C 17 = 0,1 µF 1
C 18 = 0,1 µF 25
C 19 = 0,1 µF 4
C 20 = 0,1 µF 4
C 21 = 12 pF 6

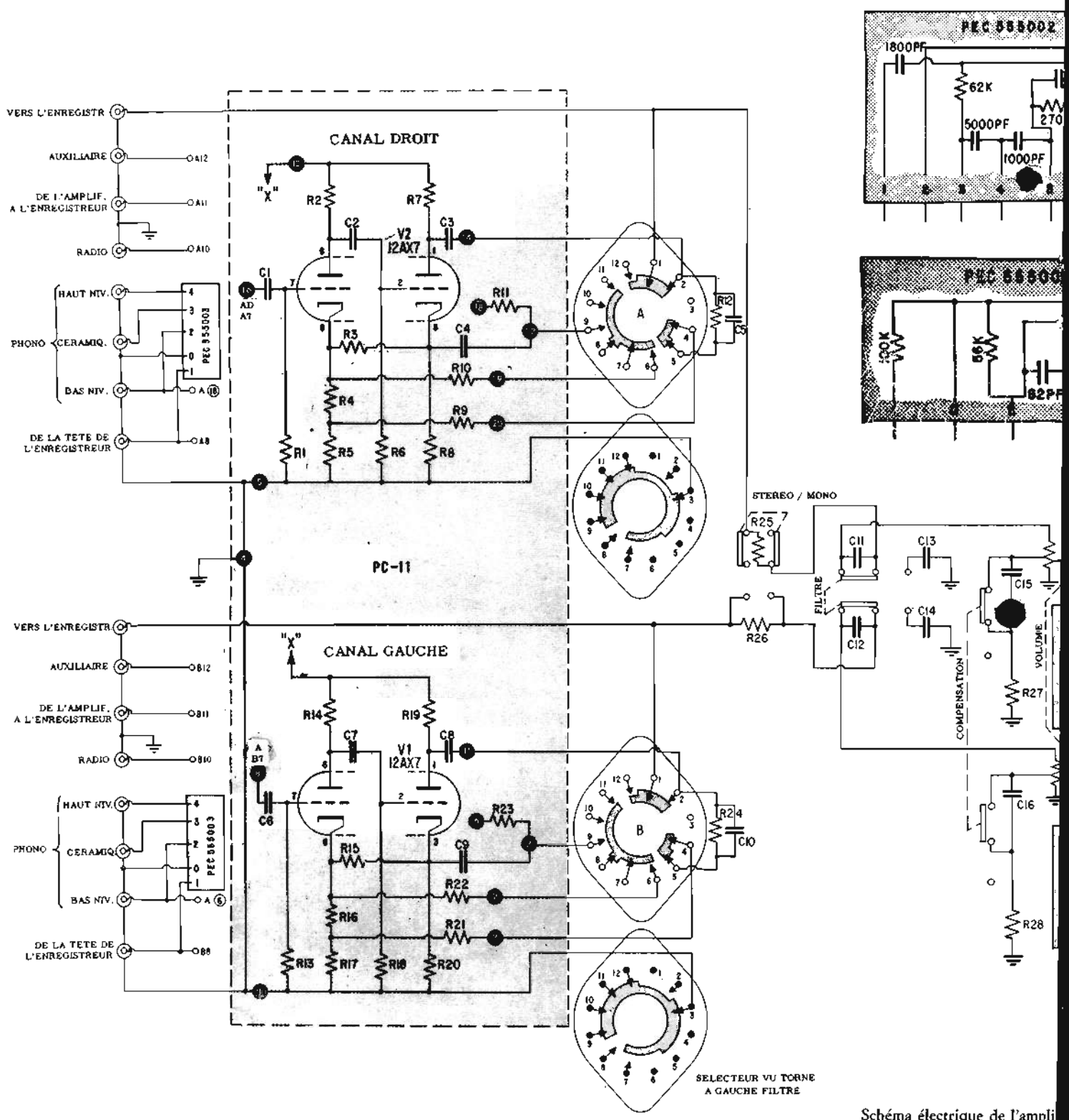
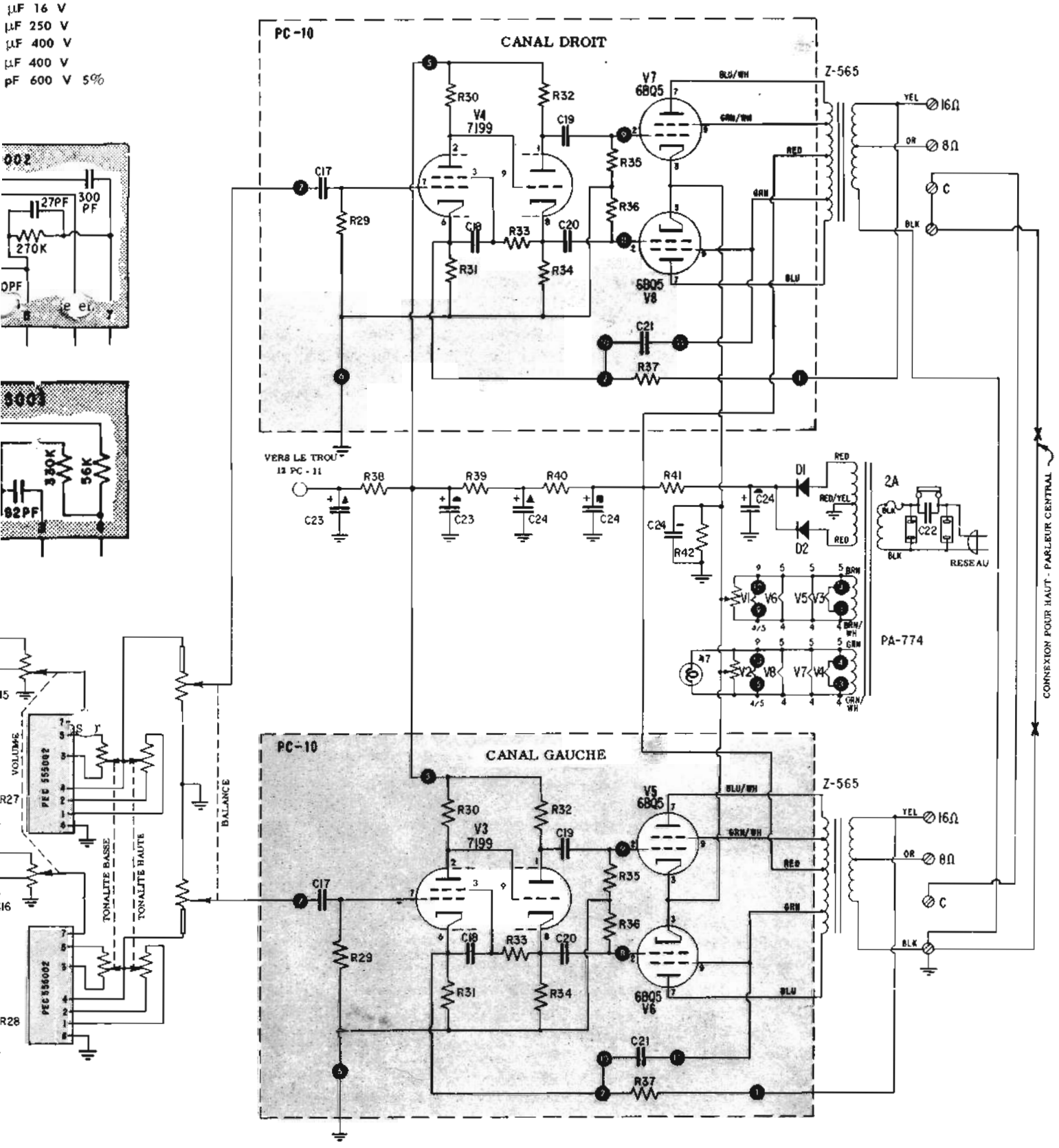


Schéma électrique de l'ampli

pF mica 5%
)33 µF 10%
l µF 10%
µF 10%
)33 µF 10%
)33 µF 10%
! µF 10%
! µF 10%
µF 16 V
µF 250 V
µF 400 V
µF 400 V
pF 600 V 5%

C 22 = 0,02 µF 500 V
C 23 = 50/50 µF 450 V
C 24 = 60/40/20 µF, 450 V
100 µF, 25 V
D 1 = Redresseur au silicium 500 mA

D 2 = Redresseur au silicium 500 mA
Contr. volume = 250 kΩ
Contr. balance = 750 kΩ
Contr. des basses = 2 MΩ
Contr. des aigus = 500 kΩ
Contr. du ronflement = 1 kΩ



amplificateur stéréophonique SCA-35 avec le préamplificateur incorporé.

gnaux de tous types de tête de P.U., qu'il s'agisse de tête magnétique à bas niveau, de tête magnétique à haut niveau ou d'un modèle cristal ou céramique. La plupart des têtes magnétiques utilisées sont du type bas niveau. Cependant, si la tête est étalonnée à plus de 20 millivolts, elle est du type à haut niveau et doit être branchée sur l'entrée magnétique à haut niveau. Si l'on utilise une tête à bas niveau et si l'on constate qu'il s'ensuit une trop forte amplification quand elle est branchée sur l'entrée P.U. magnétique haut niveau. L'amplification sera moindre sans altérer l'audition. Lire toujours attentivement les instructions de la notice jointe à la tête de P.U. pour s'assurer s'il n'y a pas de précautions spéciales à prendre pour son utilisation.

La plupart des tourne-disques modernes comportent un fil de masse séparé qui doit être connecté à la vis de connexion située au-dessus des entrées P.U. sur le panneau arrière du SCA-35. Si un tel fil de masse n'existe pas sur votre P.U., il faut connecter un fil, indépendamment des câbles transmettant les signaux de la tête de P.U. entre un point faisant masse sur le moteur et le bras du tourne-disques et la vis de masse sur le SCA-35. Normalement il n'est pas souhaitable de chercher à réaliser des connexions de masse sur les tuyauteries d'eau ou dans la terre.

Si la tête du P.U. est mono, il est conseillé de connecter sa sortie à une entrée seulement du panneau arrière (un seul canal). Si l'on veut entendre le son à travers les deux canaux, mettre l'inverseur stéréo-mono du panneau avant sur la position « mono » pour entendre le programme sur les deux haut-parleurs.

Connexions d'un magnétophone. - Le SCA-35 peut être utilisé avec tout type de magnétophone, qu'il ait son propre amplificateur incorporé ou qu'il s'agisse d'une platine avec sortie branchées directement sur la tête de lecture. Si le magnétophone est muni de son propre amplificateur, le signal de sortie est à un niveau relativement élevé. Cette sortie doit alors être branchée sur l'entrée marquée « from TAPE AMP » du SCA-35. S'il s'agit seulement d'une platine de magnétophone sans ampli, le niveau de sortie est très faible: le brancher alors sur l'entrée marquée « from tape HD ». L'entrée « tape head » subit une amplification très élevée avec la correction de lecture de tête magnétique: courbe N.A.B. pour la vitesse de défilement de 19 cm.

Généralement, lorsqu'on utilise l'entrée « tape head », il faut raccorder un point faisant masse sur la platine du magnétophone (voir les instructions fournies avec la platine) au moyen d'un fil connecté à la vis de masse du SCA-35. Faire l'essai avec ou sans ce fil de masse et choisir la solution donnant le moindre ronflement.

Si le magnétophone comporte un amplificateur d'enregistrement il peut être connecté au SCA-35 pour l'enregistrement de programme émis par un P.U. ou un tuner. L'entrée haut niveau du magnétophone (et non l'entrée micro) doit être connectée à la prise marquée « TO TAPE RECORD ». Tout programme reçu par le SCA-35 sera enregistré sans être affecté par la position des commandes de volume et de tonalité du SCA. Ainsi, on peut écouter un programme et choisir à sa convenance volume et tonalité sans affecter le signal enregistré par le magnétophone.

Si dans certains cas l'on désire écouter les enregistrements mono imprimés sur les pistes d'un magnétophone multi pistes, l'enregistrement de la piste opposée parviendra sur l'un des canaux du SCA si l'on n'utilise par l'un des deux moyens ci-après pour l'éviter:

1) enlever un câble du canal non désiré et mettre en position « mono » l'inverseur stéréo-mono; le son parviendra aux deux haut-parleurs.
2) la commande de balance doit être mise dans l'une ou l'autre des positions extrêmes pour éliminer le son du canal non désiré.

On peut utiliser le SCA-35 pour l'écoute de bandes magnétiques enregistrées, mais on ne peut pas l'utiliser pour l'enregistrement sur une platine dépourvue de préamplificateur d'enregistrement.

Connexions radio - On peut utiliser un tuner produisant à la sortie des signaux d'au moins un volt. S'il s'agit d'un tuner stéréo FM, sa sortie gauche doit être connectée à l'entrée radio supérieure et sa sortie droite à l'entrée radio inférieure du SCA-35. S'il s'agit d'un tuner mono, il peut être connecté au moyen d'un fil de raccordement en forme de Y aux deux entrées radio ou seulement à une entrée. Si l'on choisit ce dernier montage, l'inverseur stéréo-mono doit être mis en position « mono » pour recevoir le son sur les deux haut-parleurs.

Si le tuner est équipé de sorties séparées pour les émissions AM et FM, sans commandes séparées, on peut brancher le tuner sur l'une ou les deux entrées radio pour la FM, et sur les entrées « spare », pour la AM. Ainsi le choix entre les émissions FM et AM est possible par manipulation du contacteur sélecteur du SCA-35.

Entrées supplémentaires - L'entrée supplémentaire du SCA-35 permet le branchement de toute source haut niveau produisant un signal d'au moins un volt, tel qu'un second magnétophone (avec amplificateur incorporé), un tuner, ou un second P.U. comportant son propre amplificateur.

Haut-parleurs - Le SCA-35 est d'une puissance suffisante pour alimenter jusqu'aux systèmes de haut-parleurs du plus faible rendement. Vérifier les indications du haut parleur pour déterminer son impédance. Généralement l'impédance est de 8 à 16 Ω. Les sorties haut-parleur du SCA-35 sont étalonnées pour des haut-parleurs de ces valeurs d'impédance mais pour chaque sortie, il y a une tolérance par rapport à la valeur d'impédance marquée. C'est ainsi que la sortie 8 Ω peut être utilisée pour des haut-parleurs de 4 à 11 Ω. Tous haut-parleurs de 12 à 20 Ω peuvent être branchés sur la sortie 16 ohms.

Un haut-parleur du canal gauche doit être branché sur la sortie supérieure. Une paire de fils du type lumière à section minimum de 10 à 12/10e doit être branchée, un fil à la sortie commune (indiquée « C ») et l'autre à la sortie 8 ou 16 Ω. Brancher d'une

façon semblable le haut-parleur droit sur la sortie inférieure. Noter que les sorties de haut-parleur situées l'une et l'autre à l'extrême gauche sont réunies entre elles par un morceau de fil. Aucun des deux haut-parleurs ne doit être connecté à ces sorties qui sont réservées pour brancher un troisième haut-parleur. (Voir plus loin détails sur ce montage). Il est également possible de brancher un casque sur les sorties haut-parleur. (Voir détails également plus loin).

Dans tout système Haute Fidélité il est souhaitable que les deux haut-parleurs soient identiques. En cas d'impossibilité l'effet stéréo peut être sérieusement dénaturé. Il s'ensuit un déplacement de la position du son entre les haut-parleurs, sans rapport avec la localisation correcte de ces sons.

Autres connexions du panneau arrière - Deux prises de sortie sur le panneau arrière du SCA-35 permettent d'y brancher les fils de raccordement au secteur des équipements auxiliaires. L'une de ces prises est commandée simultanément avec la mise sous tension du SCA-35. L'autre prise n'est pas commandée par l'interrupteur de secteur du SCA-35 et reste toujours sous tension pour autant que le câble d'alimentation secteur du SCA reste lui même branché. La sortie commandée peut être utilisée pour alimenter un tuner qui sera de la sorte commandé en même temps que le SCA. La prise indépendante pourra être utilisée pour un tourne-disques ou un magnétophone. Ces derniers éléments nécessitent en effet une commande manuelle et ne doivent pas être alimentés automatiquement lorsque le SCA est branché.

Le fil secteur du SCA-35 doit être branché dans une prise secteur fournissant un courant alternatif 120 volts à 50 périodes. (120 ou 240 volts à 50 ou 60 périodes pour les modèles exportation).

Deux tiges molletées sur le panneau arrière permettent le réglage du ronflement des deux canaux. Leur maniement est expliqué plus loin.

UTILISATION du SCA 35

Une fois les branchements nécessaires effectués et l'opérateur familiarisé avec le maniement des commandes, on peut procéder à un essai.

Règlage du ronflement - Mettre la commande de volume à faible niveau, le contacteur sélecteur en position « phono » et le SCA-35 sous tension au moyen de l'interrupteur secteur. Au bout de 18 secondes, augmenter progressivement le volume jusqu'à perception d'un ronflement venant des haut-parleurs. Mettre la commande de balance en position extrême gauche pour couper le haut-parleur droit; ajuster la tige gauche de réglage de ronflement (sur le panneau arrière) jusqu'à obtention d'un ronflement minimum. Répéter l'opération avec la commande de balance en position extrême opposée pour couper le haut-parleur gauche et régler la tige droite de réglage du ronflement. Ces réglages laissent subsister un ronflement minimum; mais ce niveau est suffisamment bas pour être inaudible dans les conditions normales d'écoute.

Baisser à nouveau le niveau de volume, mettre un disque, et augmenter progressivement le volume jusqu'à la puissance souhaitée. Le réglage de la balance et de la tonalité peut être ajusté selon l'agrément.

La même opération peut être faite pour une platine de magnétophone branchée sur l'entrée « tape head ». Le réglage du ronflement minimum sera très voisin de ce qu'il était avec le P.U. Si aucune des deux entrées P.U. ou « tape head » n'est utilisée, le niveau du ronflement sera inférieur, rendant difficile la détermination des positions optimum des réglages de ronflement. Mais comme dans ce cas le ronflement est inaudible, un réglage rigoureux n'est pas nécessaire.

Mise en phase des haut-parleurs - Pour produire l'effet stéréo dans les meilleures conditions, le phasage des haut-parleurs doit être effectué. C'est un réglage à faire une fois pour toutes. Le phasage consiste à disposer la polarité des connexions des haut-parleurs de telle sorte que les cônes des deux haut-parleurs se déplacent en phase d'avant en arrière sous l'effet de signaux monophoniques.

Mettre l'inverseur stéréo-mono en position « mono ». Puis ajuster la commande de balance pour obtenir un volume égal des deux haut-parleurs. Se placer à distance égale et assez près des deux haut-parleurs. Se déplacer de long en large entre les deux haut-parleurs en essayant de localiser la source du son. Si les haut-parleurs sont phasés correctement, la source paraît venir du centre quand on est à égale distance des deux haut-parleurs. Il se produit une transition progressive quand on s'approche de l'un ou l'autre des haut-parleurs. S'ils ne sont pas phasés correctement, on constatera un hiatus et le son donnera l'impression de passer brusquement de l'un à l'autre des haut-parleurs.

Pour corriger le déphasage des haut-parleurs, il suffit d'intervertir les deux câbles reliant le SCA-35 à l'un des haut-parleurs. Cette interversion peut se faire sur l'ampli ou sur le haut-parleur.

Ventilation - Une bonne ventilation doit être réalisée. Le SCA-35 libère une quantité de chaleur correspondant à 110 watts, autant qu'une lampe à incandescence de même puissance enfermée dans une petite enceinte métallique. Le capot du SCA-35 en fonctionnement chauffe et il faut prévoir, pour laisser la chaleur se dissiper au-dessus et derrière le SCA, un espace libre de 10 à 15 cm. Il ne faut jamais placer quoique ce soit au-dessus du capot lorsque l'appareil est en marche.

CONNEXION d'un H.P. CENTRAL

Dans certaines conditions, il est avantageux d'utiliser un haut-parleur central qui transmet le signal monophonique (comme des canaux droit et gauche) dérivé des deux constituants du signal stéréophonique. Le haut-parleur central permet d'éliminer le « trou dans le milieu » résultat de la position éloignée des deux autres haut-parleurs. Le signal central composé permet également d'alimenter pour une reproduction mono un troisième haut-parleur éloigné dans une autre pièce. Le signal nécessaire à l'alimentation du haut-

parleur central est disponible sur le panneau arrière du SCA-35, rendant inutile l'emploi d'un autre ampli.

Pour brancher le haut-parleur central, supprimer la connexion entre les vis de sortie H.P. situées à l'extrême gauche et relier les deux fils du H.P. central à ces deux sorties à vis. Le schéma ci-joint montre également le montage d'une commande de volume qui peut être installée pour régler le niveau d'écoute du haut-parleur central. La commande peut être constituée par exemple par un potentiomètre ou rhéostat à 4 watts disponible chez tout vendeur d'accessoires radio.

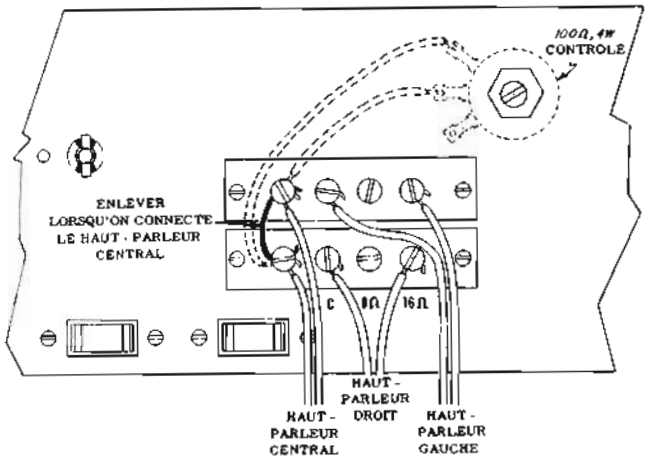


Fig. 2 - Le haut-parleur central est relié aux deux vis à gauche. Sont également visibles les deux sorties à 8 et 16 Ω pour les haut-parleurs des deux canaux.

La commande du haut-parleur central peut être installée sur le panneau arrière du SCA en utilisant l'ouverture aménagée à cet effet, ou être fixée au haut-parleur, position particulièrement commode pour un haut-parleur éloigné.

Il est recommandé que les trois haut-parleurs soient d'un type identique quand on réalise ce montage. Si tel est le cas, le niveau du son du haut-parleur central est comparable à celui des haut-parleurs stéréo. Le niveau sonore du haut-parleur supplémentaire est commandé par le bouton de contrôle de volume qui peut ramener le niveau de ce haut-parleur à 0, rétablissant l'effet stéréo normal des deux autres haut-parleurs.

Si la commande de volume du haut-parleur supplémentaire n'est pas montée et si l'on désire couper ce haut-parleur pour retrouver une audition normale en stéréo, il suffit de remettre en place le fil de jonction au panneau arrière. Le même effet peut être obtenu en montant un interrupteur pour connecter ensemble les deux câbles indifféremment sur le haut-parleur ou à l'ampli, là où son maniement s'avère le plus commode. Lorsque l'interrupteur est en position de fermeture, aucun son ne parvient au haut-parleur central et l'on obtient une reproduction stéréo normale.

Le haut-parleur central doit être phasé correctement. Le phasage peut être vérifié en s'assurant du caractère progressif de la transition du son entre les haut-parleurs en se déplaçant devant ceux-ci. Si le son donne l'impression de passer brusquement d'un haut-parleur à l'autre, les deux câbles de connexion du haut-parleur central doivent être intervertis. Un phasage correct doit donner l'impression d'une transition progressive depuis chacun des haut-parleurs latéraux au haut-parleur central. Si celui-ci est utilisé à faible volume, un phasage correct n'est pas indispensable.

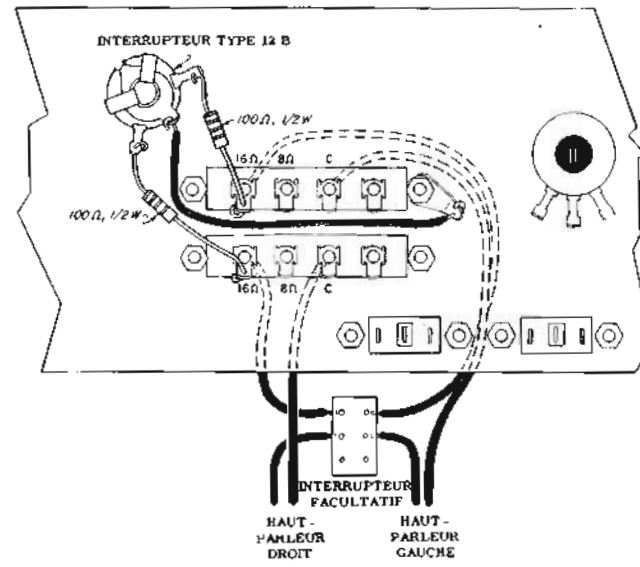


Fig. 3 - La figure indique clairement comment on peut relier le casque. Les résistances de 100 Ω adaptent le signal au casque.

Note - Si le haut-parleur central est démonté, le câble de jonction entre les deux vis extrêmes du panneau arrière doit être remis en place. Si l'on omet de brancher ce câble alors qu'il n'est monté aucun haut-parleur central, le son produit sera dépourvu de composants monophoniques. Les sources monophoniques ne produiront aucun son et les programmes stéréo perdront de leur réalisme.

UTILISATION d'un CASQUE avec le SCA 35

Les casques pour l'emploi en HF sont généralement à basse impédance, prêts à être connectés aux sorties haut-parleurs de l'amplificateur. Ils peuvent bien entendu être utilisés directement avec le SCA moyennant le respect des instructions du constructeur de casques.

Pour faciliter le branchement et l'emploi d'un casque il est prévu également sur le panneau arrière un trou pour l'installation d'un jack pour le casque. Un jack type Switchcraft 12 B ou similaire peut être monté à cet emplacement. Une fiche du type 290 ou similaire doit être utilisée avec le jack 12 B. Si le casque est fourni avc une fiche différente le jack correspondant doit être monté sur le panneau arrière.

Le schéma ci-joint montre le meilleur montage pour le jack du casque. Des résistances de 100 Ω 1/2 watt, mettent le signal au niveau requis par le casque. Si le niveau s'avère incorrect après ce montage, les resistances peuvent être remplacées par d'autres de 47 Ω, ou toute autre valeur recommandée par le constructeur du casque. Certains casques ont des résistances incorporées dispensant de monter des résistances telles que celles montrées sur le schéma. Des câbles isolés (pour éviter des courts-circuits) doivent être

montés à la place des résistances prévues sur le schéma.

Si l'on désire couper complètement les haut-parleurs pour permettre l'écoute au casque, le schéma montre comment un interrupteur à deux pôles permet d'éliminer tout son provenant des haut-parleurs durant l'écoute au casque. Cet interrupteur peut être monté à tout endroit sur les câbles de haut-parleur. On peut donc monter cet interrupteur à portée de main s'il est prévu de l'utiliser fréquemment.

Si après la connexion du casque, il s'avère qu'il y a inversion dans l'audition des écouteurs droit et gauche et si la conception du casque ne permet pas le rétablissement de l'audition normale, il suffira de déconnecter les résistances des deux cosses des jacks et d'intervertir les connexions.

DESCRIPTION TECHNIQUE

Le Dinakit SCA35 est un préamplificateur-amplificateur combiné, monté sur châssis unique avec une seule alimentation. Il comporte un schéma et des éléments de conception nouvelle dans un arrangement tirant les performances les plus élevées d'un ensemble compact et de prix modéré pour sa qualité.

Il se compose de 4 parties:

1 - le préamplificateur stéréo;

2 - le double ensemble des contrôles de tonalité;

3 - les amplificateurs stéréo;

4 - l'alimentation.

Chacune de ces parties utilise des circuits de conception nuovelle composés d'éléments de première qualité et largement calculés pour garantir leur longévité.

Le fonctionnement des 4 parties en liaison les unes avec les autres permet de tirer le maximum de chacun des éléments.

I - Préamplificateur: Cette partie est composée d'un circuit imprimé dans lequel un tube 12 AX 7 est utilisé pour chaque canal stéréo. Toutes les entrées « bas niveau » sont injectées aux étages d'entrée de ces tubes par le jeu du contacteur sélecteur. Les têtes de P.U. magnétiques à haut niveau et les têtes cristal céramique sont branchées sur le contacteur d'entrée à travers un P.E.C. (packaged electronic circuit).

Le contacteur permet aussi de brancher une entrée pour tête de magnétophone. Ces signaux bas niveau sont amplifiés en deux étages (les deux parties des 12 AX 7). L'amplification de chacun de ces tubes est portée pratiquement au niveau maximum théorique par l'application d'une contre-réaction positive d'une cathode sur l'autre.

Sur le tube 12 AX 7 est monté un circuit de contre réaction négative formant le circuit de correction de réponse de P.U. ou de magnétophone. Les paramètres sont choisis de telle sorte qu'ils permettent à cet étage de ramener le taux de distorsion des signaux à moins de 0,1%. Une tête de P.U. magnétique de 4 millivolts produit à la sortie de cet étage, un volt à 1 000 cycles par seconde.

La sortie du tube 12 AX 7 alimente une autre partie du contacteur sélecteur qui peut également recevoir à ce niveau des entrées haut niveau telles que radio et préampli de magnétophone.

II - Contrôles de tonalité: Les doubles contrôles de tonalité sont montés dans un circuit complètement passif. Il ne s'ensuit aucune distorsion ou bruit. Il s'agit également d'un P.E.C. dans lequel tous les composants sont moulés. Associés avec les contrôles de tonalité, ce sont: le filtre d'aigus, la commande de balance et la commande de volume. Le niveau des signaux atteint là une tension d'environ un volt (qui est également la tension normale à la sortie de l'étage de préamplificateur). Le montage est tel que les signaux de tout niveau n'entraînent jamais de surcharge aux entrées d'amplification de puissance.

III - Les amplificateurs: Chaque amplificateur a son propre circuit imprimé. Ces circuits imprimés sont établis sur des schémas réellement uniques dans lesquels il est tiré le maximum des éléments des composant.

Le premier étage d'amplification est constitué par un élément pentode d'un tube 7199. Il est directement couplé avec un inverseur de phase cathodyne.

Un circuit de contre réaction positive de cathode à cathode augmente l'amplification de cet étage. L'inverseur de phase cathodyne présente l'avantage inhabituel de rendre les possibilités d'inversion dépendantes uniquement des valeurs des résistances associées.

L'inverseur de phase commande une paire de tubes de sortie 6BQ5. Des recherches poussées ont permis de déterminer la valeur exacte des paramètres pour les tubes et le transformateur de sortie. Celui-ci, conçu pour le circuit (Dynaco Z 565) se caractérise par une linéarité maximum dans ce montage. Il permet d'absorber toute la puissance du spectre sonore: résultat remarquable dans un élément de taille aussi réduite. Ce transfo permet aussi une contre réaction élevée avec une complète stabilité dans toutes les conditions de charge de l'amplificateur.

Alimentation: le SCA35 est alimenté par un transformateur d'alimentation et des redresseurs à valve utilisant des diodes à silicium. Le transformateur d'alimentation comporte des bobinages séparés pour permettre le réglage du ronflement de chacun des deux canaux stéréo. Il est imprégné de résine epoxy permettant à la fois l'évacuation de la chaleur du noyau et la prévention des bruits et vibrations.

CABLAGES

Le montage du SCA35 est remarquablement simple comparé à d'autres kits du même genre. Les plaquettes des circuits imprimés sont livrées avec tous leurs éléments déjà montés, et les autres parties sont installées sur le châssis en ménageant toute la place nécessaire pour rendre rapide et facile l'opération du câblage. Le montage du SCA35 ne devrait pas nécessiter plus de quelques heures.

Lorsque vous ouvrirez la boîte du kit, vérfiez si les éléments contenus sont bien conformes à la liste jointe. Vous pouvez identifier les éléments qui ne vous

sont familiers par comparaison avec ceux représentes sur les schémas et diagrammes joints.

Ayez bien en main les outils appropriés avant de commencer les montages. Vous aurez besoin d'un fer-bâton de 30 à 60 watts, de pinces pointues et d'un tourne-vis. Si vous disposez d'un pistolet à souder, vous devez l'utiliser avec précaution spécialement pour les soudures sur le circuit imprimé, en raison de la température plus élevée que nécessaire qu'il provoque. Quoique non indispensables, une pince coupante et une pince à dénuder faciliteront beaucoup le travail.

La seule opération nécessaire pendant la construction d'un Dynakit qui exige un peu d'habileté est la soudure. Il est très facile d'apprendre à souder, en réalisant successivement les quatre opérations suivantes:

1°) Réaliser une bonne jonction mécanique.

2°) Chauffer avec le fer les deux parties de la connexion.

3°) Appliquer la soudure sur la connexion jusqu'à ce qu'elle fonde et coule.

4°) Maintenir la connexion immobile pendant quelques secondes tandis qu'elle refroidit.

Chaque fois qu'un câble doit être soudé à une connexion, les instructions de montage en feront mention par le symbole (S). Lorsque deux câbles doivent être soudés à une connexion le symbole (S2) est indiqué; quand trois câbles doivent être soudés, le symbole (S3) apparaît, etc... Il peut y avoir jusqu'à 5 câbles à souder à une même connexion. Si aucun symbole n'est indiqué, ne pas souder, un ou plusieurs câbles supplémentaires seront reliés à cette même connexion avant soudure.

Les éléments peuvent être identifiés par comparaison avec les schémas. Les condensateurs sont marqués individuellement.

Les résistances portent, soit la mention de leur valeur, soit les couleurs codifiées.

Donner autant que possible aux câbles la position exacte visible sur les diagrammes et photographies. Bien faire attention à ce qu'aucun câble dénudé n'en touche un autre ou puisse le faire sous l'effet de vibrations ou en raison de son déplacement possible dû à son frottement. (Cet inconvénient n'est pas à craindre dans le cas de deux câbles connectés au même point). Il est très important qu'aucun câble dénudé ne touche accidentellement le châssis ou la plaque inférieure.

Vérifiez votre travail après chaque opération et lorsque ce contrôle sera effectué d'une façon satisfaisante marquer d'une croix l'emplacement aménagé à cet effet, entre parenthèses à la hauteur de chaque paragraphe, puis passer au paragraphe suivant. Examiner souvent les schémas et photographies; si vous vérifiez méthodiquement votre travail, votre amplificateur fonctionnera aussitôt le câblage terminé.

Les plaquettes de circuit imprimé du SCA35 sont livrées toutes équipées de leurs composants (résistances et condensateurs) déjà montés et soudés à leurs emplacements. Les plaquettes des circuits imprimés sont reliées aux autres parties des canaux de l'amplificateur en soudant les câbles sur les oeillets de ces plaquettes. Ces oeillets, numérotés pour faciliter leur identification, sont livrés déjà remplis de soudure.

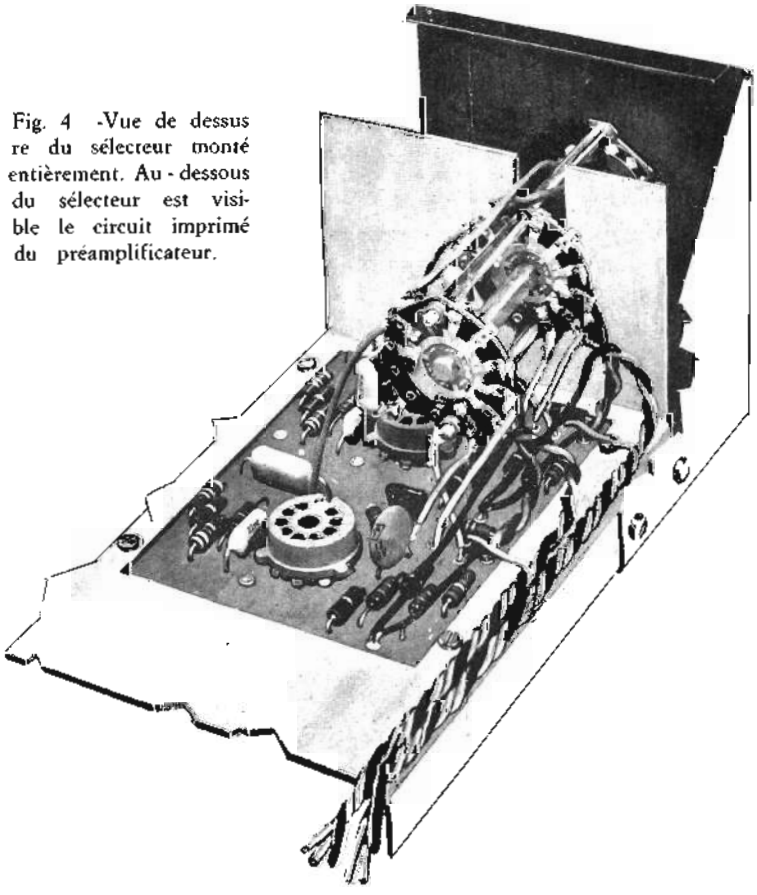


Fig. 4 -Vue de dessus re du sélecteur monté entièrement. Au - dessous du sélecteur est visible le circuit imprimé du préamplificateur.

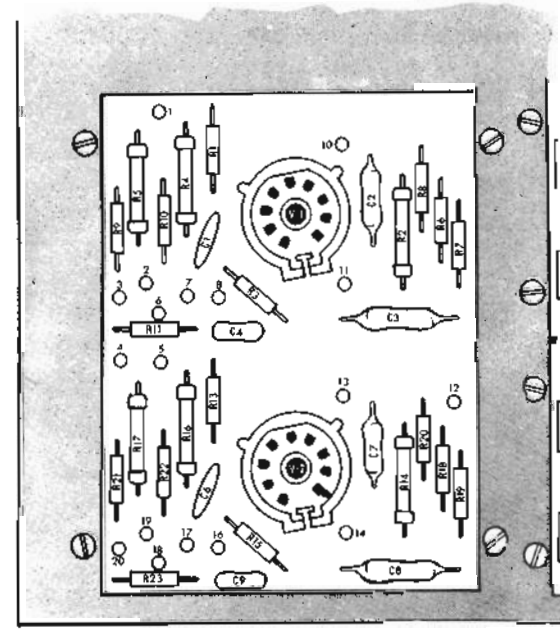


Fig. 5 - Circuit imprimé du préamplificateur vu par en haut: les différents composants et les trous numérotés sont bien visibles.

Leçon n° 120

QUESTIONS sur les LEÇONS 118 et 119

N. 1 —

Qu'est-ce qu'est la stéréophonie, appelée aussi effet « présence » ?

N. 2 —

Comment effectue-t-on un enregistrement stéréophonique ?

N. 3 —

Sur quoi peut-on réaliser un enregistrement stéréophonique ?

N. 4 —

De quelle façon sont branchées, actuellement, les têtes d'enregistrement et de reproduction d'un magnétophone stéréophonique ?

N. 5 —

En quoi consiste le système d'enregistrement « stéréophonique » sur disque appelé « 45 - 45 » ou « Westrex » ?

N. 6 —

Pour quelles raisons cette méthode est-elle préférée aux autres ?

N. 7 —

Qu'est-ce qu'est la « diaphonie » ? Quand se manifeste-t-elle ?

N. 8 —

Sur quel principe est basé un pick-up moderne stéréophonique du type piézoélectrique ?

N. 9 —

Quand est-ce qu'une diaphonie peut-elle se produire, dans le cas d'un enregistrement « stéréophonique » sur ruban ?

N. 10 —

A quoi sert le contrôle d'équilibrage dans les équipements stéréophoniques ?

N 11 —

A quoi sert la commande de balance dans l'amplificateur décrit dans la 119ème leçon ?

N. 12 —

Quand est-ce qu'est réalisé l'équilibrage des 2 haut-parleurs ?

N. 13 —

Qu'est-ce qui se produit dans l'amplificateur SCA-35 lorsque la commande du filtre d'aiguës est en position « filtre » et à quoi sert cette commande ?

N. 14 —

Peut-on utiliser l'amplificateur SCA-35 pour l'écoute de bandes magnétiques enregistrées ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 931

N. 1 —

Le pourcentage maximum admis est d'environ 0,5%.

N. 2 —

Parce qu'une réserve de puissance est nécessaire pour les transitoires et pour les « fortissimi » de l'orchestre. En outre, en utilisant seulement une partie de la puissance disponible, on a une distorsion plus réduite que celle existant à pleine charge.

N. 3 —

Pour permettre l'amortissement électrique maximum du haut-parleur.

N. 4 —

A faire en sorte que le préamplificateur ait une courbe de réponse déterminée, complémentaire de celle du générateur du signal d'entrée.

N. 5 —

Parce que la courbe de sensibilité de l'oreille humaine n'étant pas symétrique, les fréquences basses, à faible puissanec sont moins bien entendues que les fréquences élevées.

N. 6 —

Un étage de sortie dont le primaire du transformateur est partiellement commun au circuit de plaque et à celui de grille écran.

N. 8 —

D'habitude: 50%. Un pourcentage supérieur diminuerait excessivement la puissance de sortie, puisque les tubes finaux viendraient à se trouver presque dans les conditions du fonctionnement en triode.

N. 9 —

En subdivisant les enroulements en deux parties égales et accolées, et en alternant, pendant le travail d'enroulement, des parties du primaire avec des parties du secondaire.

N. 10 —

Parce que, afin d'obtenir une diffusion uniforme on se sert du haut-parleur à cône de grand diamètre pour la reproduction des notes graves et les autres, de dimensions réduites, pour les notes aiguës.

N. 11 —

En branchant en série avec la bobine mobile un condensateur de valeur telle qu'il oppose une réactance élevée à la fréquence basse à éliminer, tout en permettant, au contraire, le passage aux fréquences supérieure, à une valeur donnée.

N. 12 —

Un haut-parleur à compression, destiné seulement à la reproduction des notes aiguës.

N. 13 —

Un haut-parleur à cône, destiné seulement à la reproduction des notes graves.

AMPLIFICATEUR STEREO de 2x18 W avec PREAMPLIFICATEUR INCORPORE

2ème Partie

MAUVAIS FONCTIONNEMENT

Quoique votre SCA35 doive fonctionner correctement aussitôt monté, il peut arriver qu'une erreur de câblage ou un défaut d'un des éléments qui le composent nécessitent la recherche de l'origine du défaut de fonctionnement. La localisation du mauvais fonctionnement est facilitée si l'on procède avec ordre. Il est nécessaire à cet effet d'avoir assimilé les phénomènes d'interaction existant entre les différentes parties du circuit, et un retour au chapitre de description du circuit facilitera grandement la compréhension de ces phénomènes. Les conseils qui vont suivre sont donnés pour fournir les moyens de déterminer quelle est celle en faute des diverses parties du circuit.

Commencer évidemment par contrôler plusieurs fois et avant toute chose la bonne réalisation du câblage. Une bonne méthode consiste à demander à quelqu'un d'autre de faire lui-même une de ces vérifications, car il se peut qu'il découvre une erreur qui vous avait échappé. Ce contrôle peut être fait au vu du schéma ou avec les instructions détaillées de montage. L'emploi simultané des deux documents procure encore davantage de sécurité dans la vérification du câblage. Vérifier non seulement si chacun des câbles et autres éléments sont connectés aux points adéquats, mais s'assurer également que toutes les soudures sont bonnes et qu'aucun câble ou élément ne touche indûment quoique ce soit d'autre. Il arrive parfois qu'une goutte de soudure ait coulé d'un point sur un autre et réalise ainsi une connexion accidentelle. Il arrive parfois aussi qu'un câble ait été coupé trop long, flotte entre ses points de fixation et touche de la sorte un troisième point. Toutes les connexions doivent être examinées dans cet esprit.

Une autre cause de panne peut être due au fait que des câbles ayant été torsadés ensemble trop serrés, les fils peuvent se couper à l'intérieur de l'isolant et entraîner des courts-circuits. Un contrôle général doit être fait avant d'entreprendre la recherche proprement dite de la panne. Il faut en effet déterminer d'abord si la faute doit être incriminée au SCA35 lui-même ou aux équipements annexes. Il peut se faire en effet que le raccordement des haut-parleurs soit mal fait ou que la tête de pick-up soit mal connectée au pick-up.

Lampe témoin et tubes ne s'allument pas (ou simplement l'un des deux):

Après branchement du SCA35 sur le secteur, si la lampe témoin ne s'allume pas, vérifier si une lueur normale apparaît au centre des tubes. Si les tubes s'éclairent normalement alors que la lampe témoin ne fonctionne pas, il faut incriminer cette dernière: l'ampoule doit être remplacée ou le câblage de la douille vérifié à nouveau pour s'assurer que les connexions sont conformes au schéma et les soudures bien réalisées. Si certains des tubes s'éclairent alors que les autres demeurent sombres, il faut alors vérifier le circuit arrière du courant aux tubes, un pour chaque canal; l'un des deux circuits est réalisé en câbles marron et marron blanc, l'autre en câbles vert et vert blanc. Ces vérifications doivent commencer depuis le transformateur d'alimentation PA 774 jusqu'au «strip» TS2 pour s'assurer que le câblage correspond à celui représenté sur le schéma.

Si TOUS les tubes d'un canal s'allument alors qu'aucun ne le fait sur l'autre canal, interchanger les câbles marron et vert et les câbles marron-blanc et vert-blanc à titre provisoire pour déterminer si l'un des deux circuits est défaillant.

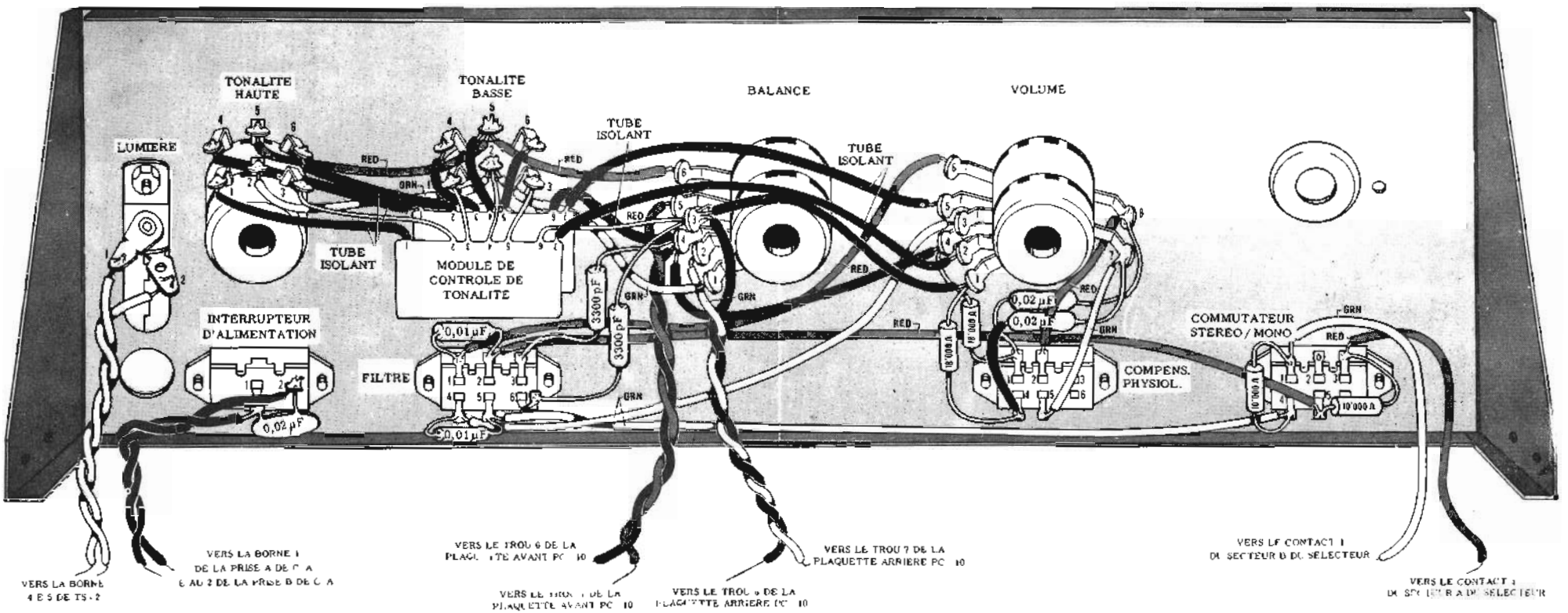
Si cette opération d'interversion a pour effet par exemple que certains tubes s'allument alors que jusque là ils étaient éteints, on peut déduire que tout est en ordre dans le câblage d'arrivée du courant aux tubes, mais c'est probablement le câblage intérieur du transformateur qui doit être incriminé. (Le transformateur doit être renvoyé chez le fournisseur pour échange). Ce genre d'interversion d'éléments apporte une grande facilité pour localiser l'origine des pannes.

Si ni les tubes, ni la lampe témoin ne s'allument, il faut alors commencer par vérifier le fusible. Si celui-ci a sauté, le remplacer par un autre de même intensité: 2 ampères (1 ampère pour le branchement sur secteur 240 volts). Si le second fusible saute, il est indispensable d'en déterminer la cause. N'UTILISER SOUS AUCUN PRETEXTE UN FUSIBLE D'UNE INTENSITE SUPERIEURE A CELLE INDIQUEE.

Fusibles sautés:

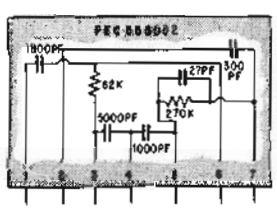
Le fusible sautera s'il se produit un court-circuit dans l'équipement. Si l'on peut se procurer un ohmmètre, une bonne précaution consistera à procéder à la mesure des résistances aux sorties des condensateurs électrolytiques à 2 et à 4 éléments. Débrancher le fil d'alimentation au SCA35 et procéder à la décharge de

Vue intérieure du panneau frontal



Vue intérieure du panneau frontal. De gauche à droite, on voit les potentiomètres pour les tonalités hautes et basses, pour le balancement et le volume; le sélecteur qui permet l'emploi de plusieurs entrées (phono, radio, enregistreur), n'est pas encore monté. Sous ces commandes se trouvent quatre interrupteurs, le premier desquels est l'interrupteur d'alimentation pouvant allumer et éteindre, à part le SCA35, tous les appareillages en liaison aux prises de sortie du panneau arrière. Le second interrupteur commande le filtre qui, une fois inséré, donne une courbe de réponse à bande étroite, atténuant simultanément les fréquences hautes et basses. Viennent ensuite le compensateur physiologique, qui dans la position « loudness » introduit d'autres notes basses, et le commutateur stéréo/mono.

Détail du module PEC555002



chaque section du condensateur électrolytique avant de commencer les mesures. La résistance, par rapport à la masse de chaque partie du condensateur à 4 sections doit être supérieure à 50 000 ohms, excepté à la sortie non utilisée, où l'on ne doit trouver qu'une résistance de 95 ohms. Si l'on trouve des valeurs inférieures à ces chiffres, cela dénote soit une défaillance du condensateur, soit une fuite anormale au châssis. Déconnecter les câbles de connexion de chaque partie du condensateur pour isoler ce dernier. La résistance de chaque partie doit être élevée lorsque les câbles sont déconnectés. Dans la négative, c'est le condensateur qui est fautif.

Si l'une des diodes-silicium est défectueuse, ou si elle a été montée à l'envers, le condensateur à 4 éléments sera probablement définitivement endommagé. Pour une raison analogue, si le condensateur à 4 éléments est défectueux, il se peut qu'il ait entraîné la mise hors d'usage des diodes-silicium. Dans ces conditions, si le condensateur ou les diodes se révèlent défectueux, changer les uns et les autres.

Un fusible sauté peut également signifier un mauvais fonctionnement du transformateur d'alimentation, quoique ce soit exceptionnel. Pour s'en assurer, déconnecter tous les câbles du transformateur d'alimentation, excepté les 2 câbles noirs du primaire; en veillant à ce qu'aucun des câbles débranchés ne se touchent entre eux ou ne touchent d'autres éléments, mettre l'ampli sous tension en branchant le câble d'alimentation. Si le fusible saute dans ces conditions, c'est assurément le transformateur d'alimentation qui doit être incriminé. Si au contraire cet essai montre que le transformateur fonctionne normalement, procéder à l'examen des diodes et des condensateurs excepté celui reliant la cosse 3 du condensateur de filtrage à 4 éléments et venant de la cosse 2 de TS1. Pour cet essai, laisser les résistances sur les cosses du condensateur. En branchant l'ampli, si le fusible ne saute plus, les diodes et les condensateurs ne sont pas en cause, et il est nécessaire de dépister le court-circuit ailleurs.

Les tubes de sortie peuvent être soupçonnés de causer la mise hors service du fusible. Le vérifier en retirant **simultanément tous les tubes** de leur support Si le fusible ne saute plus, on peut en déduire que l'un des tubes est probablement défectueux. Le SCA35 ne doit jamais être mis sous tension avec 1, 2 ou 3 seulement des 4 tubes mis en place; cela endommagerait très probablement les autres tubes. Une lueur au sommet et à la base de chaque tube est normale, mais si la plaque est elle-même rouge, cela révèle un court-circuit probable dans le tube ou à la cosse 3 de l'un des supports de tubes de sortie, ou une mise à la masse quelque part sur le câblage de chauffage du tube.

Aucun des canaux ne fonctionnant:

Si aucun des canaux ne fonctionne, il se peut qu'une erreur de câblage identique ait été commise au cours du câblage des deux canaux. C'est là une éventualité peu vraisemblable, mais il est bon de la vérifier par comparaison du câblage avec le schéma.

Généralement, la cause d'un non fonctionnement des deux canaux à la fois réside dans la seule partie des amplis communs aux deux canaux: le transformateur d'alimentation. La vérification de cet élément est décrite plus haut.

Il est également possible que l'ampli fonctionne avec l'entrée radio ou une autre entrée haut niveau, mais ne fonctionne pas sur l'entrée P.U. ou tête de magnétophone. Si tel est le cas avec les deux canaux à la fois, c'est le câblage du transformateur d'alimentation venant du circuit imprimé PC-11 qui doit être vérifié, puisque c'est le seul élément commun aux deux canaux à l'étage de préamplification.

Non fonctionnement d'un canal seulement:

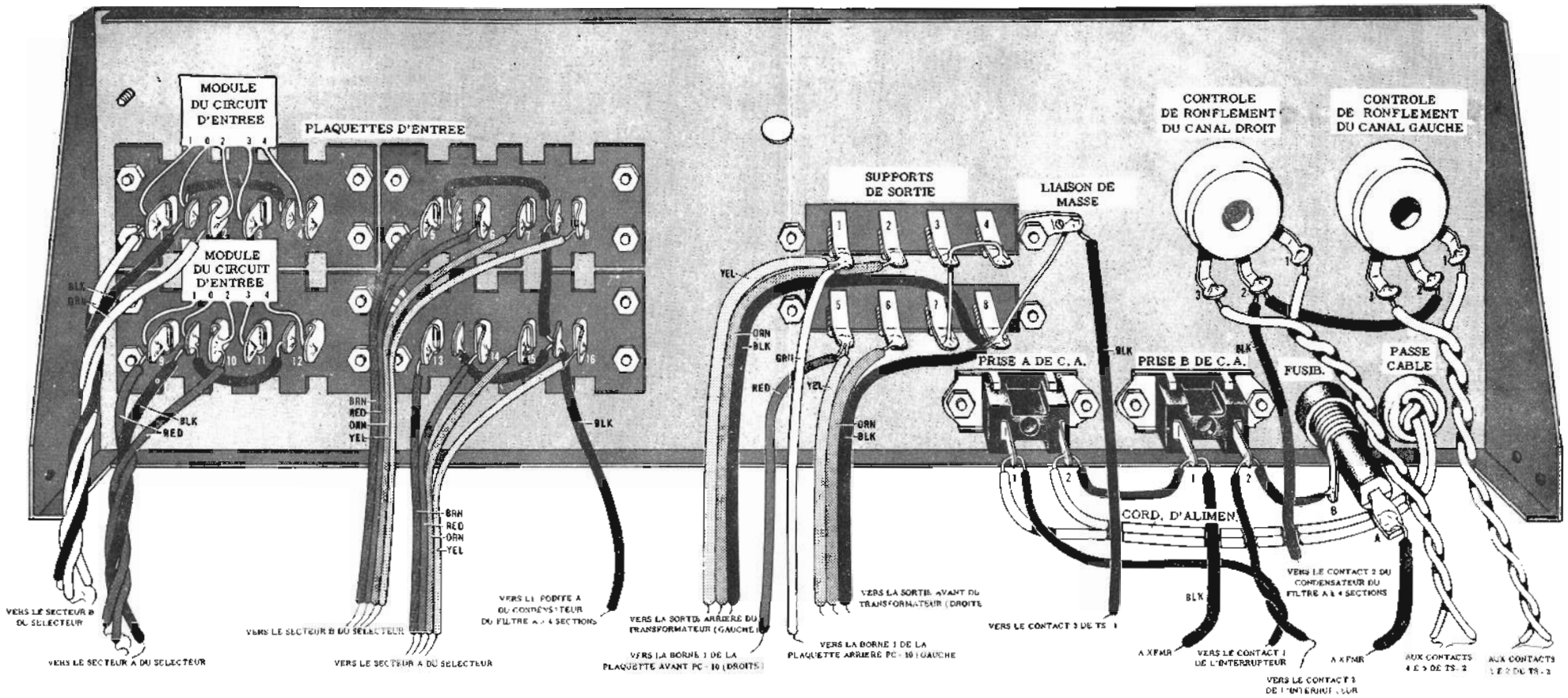
Si les tubes d'un seul canal ne s'allument pas, vérifier le circuit d'alimentation des tubes comme décrit plus haut; les tubes peuvent être intervertis entre les deux canaux pour vérifier si cette interversion ne permet pas de déceler un tube défaillant. S'il en est ainsi, l'interversion a permis de déterminer le tube à incriminer.

Si aucun tube ne peut être mis en cause, il faut déterminer si le mauvais fonctionnement provient de l'étage de préamplification (PC11) ou de l'étage d'amplification (le circuit PC10). Si l'on obtient un bon fonctionnement avec l'entrée radio, alors qu'il n'en est pas de même avec l'entrée P.U., la cause du mauvais fonctionnement doit être cherchée dans le circuit imprimé PC11 qui commande les entrées phono et tête de magnétophone, ou dans le câblage en rapport avec le contacteur sélecteur.

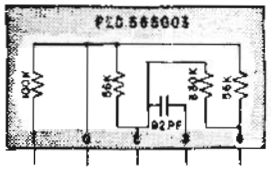
Si l'on obtient ce fonctionnement avec aucune entrée, l'erreur doit être recherchée soit dans le câblage du panneau avant y compris les commandes de tonalité, soit dans les circuits PC10, soit encore dans le transformateur de sortie Z 565 connecté au canal défaillant. Le câblage du panneau avant doit être comparé soigneusement dans ses parties droites et gauches. Il est possible de recommencer le câblage et d'intervertir les deux plaquettes PC10 pour déterminer si l'erreur provient de l'une d'elles. Il est également possible d'intervertir les transformateurs de sortie Z 565 pour tenter de déterminer où se trouve la panne. Cependant, une erreur dans le transformateur de sortie se révèle peu fréquente et l'inversion ne doit être essayée qu'en dernier ressort.

Si les deux canaux fonctionnent correctement avec l'entrée radio ou une autre entrée haut niveau, mais si un canal seulement fonctionne avec l'entrée P.U. ou tête de magnétophone, l'erreur doit être recherchée soit dans PC11, soit dans le contacteur sélecteur, soit encore dans le câblage du panneau avant venant du sélecteur et passant par les diverses commandes du panneau avant. Le circuit imprimé PC11 est constitué de deux éléments de pré-amplification montés en parallèle; cela permet une comparaison aisée à l'oeil du câblage et du montage des divers éléments pour s'assurer qu'il n'y a aucune différence entre les deux parties.

Vue intérieure du panneau posterieur



Vue intérieure du panneau arrière. A gauche, on remarque les quatre plaquettes, chacune desquelles est munie de quatre prises, pour les supports d'entrée: il faut que ces plaquettes soient exactement au centre de façon à ce que leurs côtés métalliques netouchent pas le châssis. Plus à droite, il y a deux plaquettes de sortie, chacune desquelles a quatre bornes à vis, qui contrairement aux précédentes doivent être montées de l'extérieur. Les commandes pour le réglage du ronflement sont du type à embrayage; en bas à gauche, sont montés deux prises pour c.a., le coupe-circuit et le passe-câble. A droite: détail de module PEC 555003.



Chaque partie du contacteur sélecteur doit être identique au point de vue câblage. Cette vérification doit être faite très soigneusement. Les tubes 12 AX 7 de PC11 peuvent être interchangés pour vérifier si l'un n'est pas défaillant.

Ronflement et bruit:

Si le SCA-35 fonctionne, et s'il se produit un ronflement ou un bruit excessif, il faut commencer par vérifier si cette anomalie est imputable au SCA-35 lui-même ou aux autres éléments associés. Le SCA-35 doit être essayé seul, tous autres équipements débranchés à l'exception des haut-parleurs. Pour cet essai, le couvercle et la plaque de base du SCA doivent être maintenus en place. Si le ronflement devient moins important, lorsqu'on débranche les autres équipements, il faut alors déterminer quelles sont les connexions de masse nécessaires entre l'ampli et les équipements pour réduire le ronflement. Il suffit parfois de connecter un câble de châssis à châssis: parfois par contre, ces connexions sont néfastes. On peut essayer de retourner les prises d'alimentation des éléments associés. Il faut bien comprendre que la cause d'un ronflement qui disparaît en déconnectant les équipements associés ne doit pas être cherchée sur le SCA 35. Un ronflement qui persiste une fois déconnecté les équipements annexes est généralement la conséquence d'une erreur de câblage ou la défaillance d'un tube. Des câbles auxquels on n'a pas donné la position indiquée par le schéma peuvent être cause de ronflement. C'est particulièrement vrai pour les câbles venant du transformateur d'alimentation, puisque ces câbles véhiculent du courant alternatif fréquemment générateur de ronflement.

Si le ronflement est causé par un tube, il apparaît rarement sur les deux canaux à la fois. Si le ronflement existe avec la commande de volume mise au minimum, il faut porter particulièrement son attention sur le tube 7199 qui est la cause probable. Si le ronflement apparaît avec les entrées P.U. et tête de magnétophone lorsque la commande de volume est poussée légèrement, la cause pourrait être cherchée dans le tube 12 AX 7, dans le canal siège du ronflement. Ces tubes peuvent être vérifiés par interversion entre les deux canaux.

Un niveau anormal de souffle est vraisemblablement causé par une résistance défectueuse sur un circuit imprimé. Si ce souffle est audible lorsque la commande de volume est au plus bas, la cause doit en être cherchée sur le circuit 7199. (Il peut être localisé en bougeant le corps de la résistance au moyen de pinces isolantes pour vérifier si le souffle est modifié). Si le souffle se produit sur l'entrée P.U. ou tête de magnétophone avec une commande de volume poussée moyennement, porter son attention sur le circuit du tube 12 AX 7.

Un certain niveau de ronflement et de souffle existera toujours en fonction du rendement du haut-parleur et d'autres facteurs.

Ces niveaux doivent cependant être négligeables à la puissance d'écoute normale.

A un niveau d'écoute élevé, un certain bruit sera toujours entendu mais sera évidemment masqué par le bruit d'ambiance. Pour la position minimum de la commande de volume le bruit doit être, pour une entrée court-circuitée, inférieur à 2 millivolts à la sortie 16 ohms; au volume poussé au maximum, le bruit ne doit pas dépasser 40 millivolts à la même sortie.

Il peut arriver que le champ magnétique créé par le transformateur d'alimentation entraîne la mise en vibration du capot qui fait entendre une sorte de bourdonnement.

On peut éliminer ce bruit en insérant entre le transformateur et le capot une plaquette de bois ou d'amiante.

Distorsion:

En présence du phénomène de distorsion, il faut commencer par s'assurer que toutes les entrées et les sorties sont bien connectées et fonctionnent correctement. Si les câbles de connexion des haut-parleurs sont abîmés ou effilochés au point du branchement sur l'ampli, permettant ainsi aux câbles de toucher simultanément plusieurs vis de sortie, cela peut être une source de distorsion. Une autre cause de distorsion peut être constituée par le branchement d'une tête de pick-up céramique sur une entrée de tête magnétique, ou encore si un magnétophone avec préampli incorporé est branché par erreur sur l'entrée « tête magnétophone sans ampli »: il s'ensuit une charge exagérée de l'entrée correspondante.

Si l'origine de la distorsion paraît être le SCA35, s'assurer d'abord que le phénomène intéresse l'un seulement des canaux ou les deux. Si les deux canaux sont affectés, il faut savoir que la seule partie du circuit commune aux deux canaux est l'alimentation et la résistance de 95 ohms des circuits cathode des tubes 6 BQ 5.

Si la distorsion n'affecte qu'un seul canal, localiser les recherches par des essais analogues à ceux décrits plus haut: interversion de tubes pour vérifier que l'un ou l'autre est à l'origine du phénomène. De plus, le contrôle des diverses parties des plaquettes des circuits imprimés permettra de s'assurer que les parties des dits circuits se rapportant à chacun des canaux sont identiques.

Mesures de voltage

Le tableau des tensions annexé au schéma rendra de grands services lors des contrôles de recherche des pannes si l'on peut disposer d'un voltmètre à lampe ou de tout autre instrument analogue. Les voltages aux divers points du circuit doivent être comparés aux chiffres indiqués sur le tableau. Toutes différences inférieures à 20% sont sans conséquence, mais au-delà de ce pourcentage elles indiquent un mauvais fonctionnement du circuit en ce point.

Ces mesures aideront à localiser les éléments défectueux, tels que tube fonctionnant mal ou erreur de câblage.

Leçon n° 121

LES ANTENNES

L'antenne constitue un type particulier de circuit électrique qui sert à rayonner dans l'espace, ou à recevoir de l'espace, l'énergie électromagnétique. Dans le premier cas il s'agit d'une antenne émettrice que l'on relie à la sortie d'un émetteur pour rayonner dans l'espace libre le signal H.F. engendré; dans le second cas, il s'agit d'une antenne réceptrice, qui capte les ondes électromagnétiques.

Qu'il s'agisse d'une antenne d'émission ou d'une antenne de réception, le principe de fonctionnement est le même. C'est pour cette raison que lorsque nous considérons les antennes d'émission, les résultats que nous obtiendrons s'appliqueront pleinement aux antennes de réception. Non seulement le principe de fonctionnement est le même pour les deux types d'antennes, mais la structure l'est également.

C'est ce que l'on nomme « le principe de réciprocité » des antennes. Malgré cela, dans la pratique, les antennes émettrices et les antennes réceptrices sont réalisées différemment pour les raisons suivantes: tout d'abord, les antennes d'émission doivent être construites de façon à pouvoir supporter des courants et des tensions considérables, puisque c'est à elles qu'on applique toute la puissance fournie par l'émetteur; les antennes de réception, par contre, sont parcourues seulement par des signaux faibles dont l'amplitude est fonction de l'intensité du champ électromagnétique qui règne à l'endroit considéré. En second lieu, les émetteurs fonctionnent d'habitude sur une seule fréquence bien déterminée et, par conséquent, les dimensions des antennes émettrices sont calculées de façon à ce que l'on obtienne le rendement maximum, sur cette fréquence. Les récepteurs, au contraire, doivent être capables de recevoir des émissions comprises dans une vaste bande de fréquence déterminée, mais de façon à fournir un bon rendement sur la bande entière.

GENERALITES

Examinons maintenant les différences principales qui existent entre les antennes et les autres circuits électriques. Lorsqu'un circuit est parcouru par un courant à haute fréquence, une partie de l'énergie est utilisée et l'autre partie est dissipée sous forme de chaleur. Cela se passe dans les circuits oscillants que l'on rencontre dans les récepteurs et dans les émetteurs.

Lorsque les dimensions géométriques du circuit sont appréciables (devant la longueur d'onde) il existe une cause supplémentaire de dissipation d'énergie, due au fait qu'une partie de la dite énergie est rayonnée dans l'espace, sous forme d'ondes électromagnétiques. Les circuit étudiés et réalisés de façon à ce que l'énergie qui leur est fournie soit complètement rayonnée (ou presque) dans l'espace, sont les antennes d'émission.

L'intensité du champ électromagnétique rayonné par un segment de fil conducteur parcouru par un courant à haute fréquence, dépend de la longueur du fil et de l'intensité du courant. A dimensions égales de l'antenne, le rayonnement est maximum pour un courant maximum; par conséquent, il est souhaitable qu'à égalité de puissance délivrée à l'antenne, la valeur du courant soit autant que possible élevée.

Nous savons déjà que dans un circuit offrant une résistance et une réactance à un signal de haute fréquence, le courant maximum est obtenu lorsque le circuit est accordé sur la fréquence du signal, c'est-à-dire, lorsqu'il est en résonance. En effet, dans ces conditions, les réactances capacitive et inductive sont égales et, comme elles sont opposées, s'annulent; le courant est reduit à sa composante résistive. Cela est vrai dans le cas des circuits à constantes localisées, c'est-à-dire dans les circuits accordés classiques, où l'inductance est concentrée dans un élément unique (la bobine) et la capacité dans un autre, différent du premier (le condensateur). L'antenne est, au contraire, un circuit à constantes réparties uniformément tout le long du conducteur. Par conséquent, dans le cas d'une antenne, il n'est pas étonnant que les conditions de résonance sur une fréquence déterminée puissent être obtenues par une modification de la longueur étant donné qu'à une telle modification correspondent des changements de la valeur de l'inductance et de la capacité.

La résonance. - On trouvé expérimentalement que les conditions de rayonnement maximum subsistent lorsque la longueur de l'antenne est égale à une demi-longueur d'onde du signal, ou bien à un multiple de cette valeur. On peut aussi arriver à la même conclusion par une voie tout à fait théorique, mais au prix de calculs compliqués.

Le rayonnement maximum qui correspond aux conditions de résonance, est accompagné d'**ondes stationnaires**, de tension et de courant, qui s'établissent dans le conducteur. Nous allons maintenant illustrer l'idée d'onde stationnaire. La **figure 1** représente un récipient contenant de l'eau, où une tige reliée à un moteur dont la vitesse est réglable à volonté, se meut

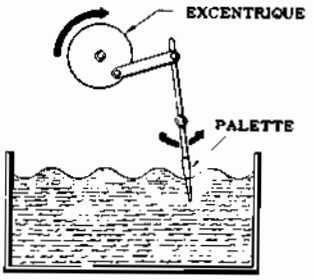


Fig. 1 - Formation d'ondes stationnaires dans l'eau contenue dans un récipient, au moyen d'une tige actionnée par un excentrique. En donnant à la tige une vitesse convenable, les oscillations coïncident avec les ondes de retour: la surface semble alors immobile, bien qu'elle soit ondulée.

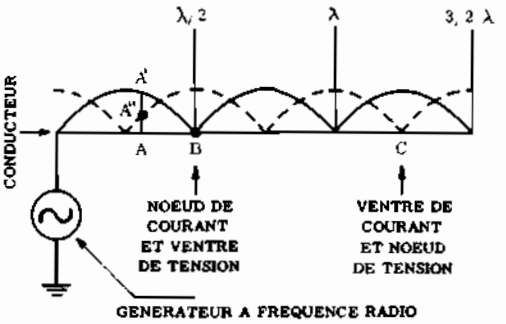


Fig. 2 - Répartition de la tension (en pointillé), et du courant (en trait continu), dans un conducteur résonnant ayant une borne reliée au générateur et d'autre borne libre. La longueur est égale à 3 λ/2.

en avant et en arrière. Le mouvement de la tige détermine des rides sur la surface de l'eau (ondes), qui se propagent vers les bords du récipient avec une vitesse bien définie. Les ondes atteignent les bords, et, en heurtant la paroi du récipient, sont réfléchies.

Les ondes réfléchies s'approchent du point central et, si la tige est bien centrée par rapport au récipient, elles l'atteignent au même instant et en opposition de phase avec les ondes directes. En général, le mouvement de la tige n'est pas en phase avec celui des ondes de retour, et la surface de l'eau prend une allure agitée, sans aucune caractéristique particulière. Si on choisit, au contraire, une vitesse convenable de la tige, on peut faire en sorte que le mouvement des ondes engendrées puisse coïncider avec celui des ondes de retour: c'est alors que des ondes stationnaires se produisent et restent toujours dans la même position. La surface de l'eau prend alors un aspect bien déterminé, invariable dans le temps; on dit que le récipient est en résonance avec la fréquence de la tige.

On a constaté expérimentalement que **la plus petite dimension que le récipient doit avoir, pour que des ondes stationnaires puissent y prendre naissance, est égale à une demi-longueur d'onde;** dans ce cas, la surface de l'eau prend, une allure identique à celle de la moitié d'une onde, positive ou négative. Ainsi la plus petite longueur qu'un conducteur doit avoir, afin que des ondes électriques stationnaires puissent y prendre naissance, c'est-à-dire afin qu'il puisse entrer en résonance avec la fréquence du signal appliquée, est égale à une demi-longueur d'onde du signal.

Répartition des courants et des tensions. - Examinons la manière dont les tensions et les courants se propagent dans un conducteur à l'une des extrémités duquel est appliqué un générateur de signaux sinusoïdaux à haute fréquence, l'autre extrémité du conducteur étant libre (ligne ouverte). Si le fil est infiniment long, des ondes sinusoïdales de tension et de courant se propagent tout le long de ce dernier, à partir de l'extrémité reliée au générateur. La vitesse de ces ondes est considérable, presque égale à la vitesse de la lumière et, en tenant compte des pertes inévitables, après un parcours plus ou moins long, les ondes s'atténuent toujours de plus en plus, jusqu'à s'annuler. Ce sont des **ondes progressives.**

Si le conducteur possède, au contraire, une longueur finie, les ondes « heurtent » l'extrémité libre et sont réfléchies par cette dernière; les ondes réfléchies se propagent de l'extrémité libre du conducteur vers le générateur. Si le conducteur possède une longueur arbitraire, il n'est pas facile de déterminer la répartition des tensions et des courants. Si, au contraire, la longueur est un multiple de λ/2 (c'est-à-dire de la demi longueur d'onde), il se produit des **ondes stationnaires** dues à l'interférence de l'onde directe et de l'onde réfléchie qui parcourent le conducteur en sens inverse. En conséquence, la répartition des courants et des tensions est conforme à celle indiquée par la **figure 2.** La courbe du courant est celle en trait plein et la courbe de la tension, celle en trait pointillé.

Considérons le segment A-A': il représente la valeur efficace du courant à haute fréquence existant au point A, choisi par hasard le long du conducteur. De la même façon, le segment A-A'' représente la valeur efficace de la tension à haute fréquence existant au point A.

En examinant la figure, on peut noter la présence de certains points où l'amplitude des oscillations est nulle. Ces points sont appelés des **noeuds.** Par exemple, le point B est un **noeud de courant,** et le point C est un **noeud de tension.** D'une manière analogue, il y a des points où l'amplitude des oscillations est maximum et ces points sont appelés des **ventres.**

I lest important de remarquer que là où la tension est maximale, le courant est nul; donc, à un ventre de tension correspond un noeud de courant et inversement. La distance d'un ventre à un noeud est égale à λ/4. Par exemple, au point B la tension est maximum et le courant est nul tandis qu'au point C le courant est maximum et la tension est nulle. On peut affirmer, par conséquent, que les ondes stationnaires de tension et de courant sont déphasées entre elles de 90° dans le temps et dans l'espace, le long de la ligne. On comprend ainsi que c'est l'extrémité de la ligne qui détermine l'intensité du courant en ce point. Comme la

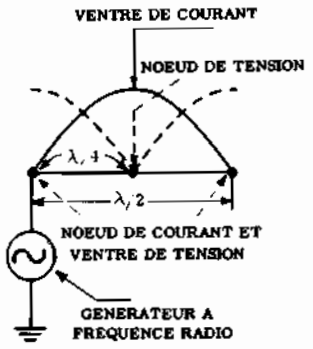


Fig. 3 - Un cas semblable au précédent, avec la seule différence que la longueur du conducteur est égale à λ/2. Dans ce cas aussi, on est en présence d'ondes stationnaires.

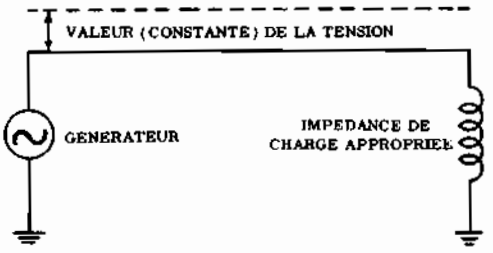


Fig. 4 - En fermant la ligne sur une impédance de charge égale à son impédance caractéristique on n'a plus aucune réflexion le long du conducteur, donc, plus d'ondes stationnaires. La tension est alors constante en chaque point.

ligne est ouverte, on obtiendra un ventre de tension, donc un noeud de courant à l'extrémité libre.

La **figure 3** représente le cas où la longueur du conducteur est égale à une demi-longueur d'onde; on a deux noeuds de courant et deux ventres de tension aux extrémités et un ventre de courant et un noeud de tension au point central. Sur cette figure on peut remarquer que les noeuds, les ventres de courant et de tension sont séparés par une distance égale à λ/2 (demi-longueur d'onde) tandis que la distance entre un noeud et un ventre est égale à λ/4 (quart de longueur d'onde).

Considérons une mesure simple afin d'éclaircir le concept d'ondes stationnaires, qu'il est possible d'effectuer sur un conducteur dont l'une des extrémités est reliée à un générateur de signaux à haute fréquence et dont l'autre extrémité est ouverte. Supposons que l'on dispose d'un voltmètre pour hautes fréquences et que l'on effectue tout le long du conducteur une mesure de tension. En considérant une fois de plus le cas représenté par la figure 2, on obtient une valeur nulle au point C et à tous les autres points correspondant à des noeuds de tension. Par contre, on obtient une valeur maximum au point B et à tous les autres points qui correspondent à des ventres de tension.

Taux d'ondes stationnaires (T.O.S.). - Dans le cas précédent, le conducteur a été supposé ouvert à une extrémité. Supposons maintenant que le conducteur soit de longueur infinie ou bien qu'il soit fermé sur son impédance caractéristique. Dans ces conditions on n'a aucune réflexion, donc pas d'ondes stationnaires. En effet, dans le cas d'une ligne infinie, les ondes de tension et de courant ne rencontrent jamais une extrémité qui puisse les réfléchir; dans le cas où la ligne est fermée sur son impédance caractéristique, toute l'énergie est absorbée par la charge. Le premier cas est purement théorique puisqu'on ne peut jamais avoir un conducteur de longueur infinie, tandis que le second se rencontre très fréquemment en pratique. La **figure 4** en donne un exemple.

Si nous répétons l'expérience du paragraphe précédent et si nous mesurons la tension alternative présente en tous les points du conducteur, nous constatons qu'une telle tension est constante. Cela est compréhensible si l'on songe que les ondes, n'étant pas réfléchies, circulent librement dans le conducteur. Par conséquent on n'a aucune formation d'ondes stationnaires, **pour laquelle il est indispensable qu'on ait un phénomène de réflexion.**

En résumé, lorsque la réflexion est totale, la valeur efficace de la tension alternative varie entre une valeur maximum et zéro, comme l'indique la figure 2; lorsque la réflexion est au contraire nulle, la valeur efficace de la tension alternative est toujours constante (cas de la figure 4). De plus, on peut montrer que dans le cas d'une réflexion totale, la valeur de la tension correspondant à un ventre est égale ou double de la valeur de la tension en l'absence de réflexion.

Voyons maintenant ce qui se passe dans les cas intermédiaires entre les deux cas extrêmes que nous venons de considérer, c'est-à-dire lorsque la réflexion est partielle.

La condition de réflexion partielle est réalisée, en pratique, lorsque le circuit est fermé sur une impédance qui diffère beaucoup ou peu de l'impédance caractéristique de la ligne. On obtient alors, une réflexion importante (se rapprochant de la réflexion totale) ou faible (se rapprochant de la réflexion nulle).

La **figure 5-A** correspond à une réflexion très élevée, mais incomplète. Par rapport à la réflexion totale, on note une tension maximum plus petite et une tension minimum différente de zéro. La figure 5-**B** illustre un cas similaire, mais qui correspond à une réflexion très inférieure. Dans ce dernier cas, on se rapproche des conditions de la réflexion nulle, étant donné que la valeur efficace de la tension est presque constante.

Autrement dit, plus l'impédance de charge de la ligne est différente de l'impédance caractéristique, plus l'ondulation des ondes stationnaires est accentuée et réciproquement. Nous avons seulement représenté deux cas intermédiaires, mais, en réalité, le passage de la condition de réflexion totale à celle de réflexion nulle se fait graduellement. Le **taux d'ondes stationnaires,** appelé aussi T.O.S., nous indique dans quelle mesure une onde qui circule dans un conducteur est réfléchie.

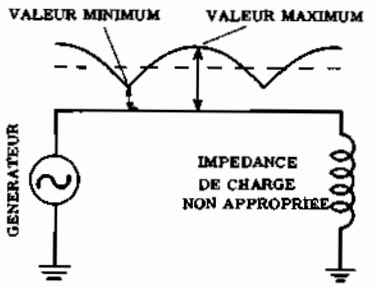


Fig. 5 A - Si l'impédance de charge diffère beaucoup de l'impédance caractéristique de la ligne, on obtient une réflexion importante, mais incomplète.

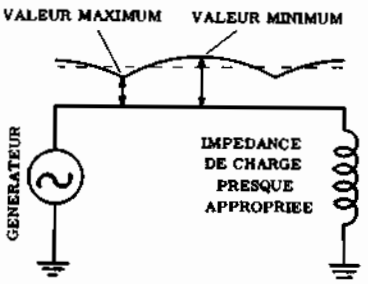


Fig. 5 B - Avec une valeur d'impédance voisine de l'impédance caractéristique, on a une réflexion encore plus petite et la valeur efficace de la tension tend à devenir constante (le T.O.S. s'approche de 1).

Il est défini comme étant le rapport entre le valeur maximum et la valeur minimum atteintes par la tension le long du conducteur:

$$S = \frac{V\ max.}{V\ min.}$$

On peut encore écrire:

$$S = \frac{Zc}{Zr} \qquad (\text{avec } Zr < Zc)$$

et

$$S = \frac{Zr}{Zc} \qquad (\text{avec } Zr > Zc)$$

Zc et Zr étant respectivement l'impédance caractéristique de la ligne et l'impédance du récepteur qui charge la ligne.

Dans le cas d'une ligne ouverte à l'une de ses extrémités, Zr est infinie et, puisque Zr >> Zc, on a:

$$S = \frac{Zr}{Zc} = \text{l'infini}$$

V min. est nulle: la **réflexion est totale.**

De même, dans le cas d'une ligne en court-circuit à l'une de ses extrémités, Zr = 0 et, puisque Zr << Zc, on a:

$$S = \frac{Zc}{Zr} = \text{l'infini}$$

V min. est encore nulle: la **réflexion est encore totale.**

Si la ligne est fermée sur son impédance caractéristique, Zr = Zc et S = 1.

V min. = V max. = constante: la **réflexion est nulle.** On a des **ondes progressives.**

Dans tous les autres cas, le TOS a des valeurs intermédiaires entre 1 et l'infini. Par exemple, si Zr = 3 Zc:

$$S = \frac{Zr}{Zx} = \frac{3\ Zc}{Zc} = 3$$

Dans ce cas, la tension correspondant à un ventre a pour valeur:

$$V\ max. = 1{,}5\ Vr$$

et la tension correspondant à un noeud:

$$V\ min. = 0{,}5\ Vr$$

Vr étant la tension aux bornes du récepteur en l'absence de réflexion (Zr = Zc).

D'après ces considérations, on peut affirmer que les conditions de résonance parfaite sont atteintes lorsque le T.O.S. est infini. Donc, dans le cas des antennes, il est intéressant de pouvoir obtenir une telle valeur. Dans les lignes destinées simplement à transmettre de l'énergie électromagnétique d'un circuit dans un autre, il est, au contraire, souhaitable que la réflexion soit nulle (T.O.S. = 1), afin d'utiliser toute l'énergie disponible.

Longueur d'une antenne. - Tout ce que nous venons de dire concernant la longueur que doit avoir un conducteur pour entrer en resonance avec un signal d'une fréquence donnée n'est qu'approximatif.

Alors que la fréquence d'un signal est constante, sa longueur d'onde est une grandeur variable qui dépend de la vitesse de propagation. Celle-ci, à son tour, dépend du **milieu** dans lequel les ondes se propagent et, dans le cas de matériaux non ferromagnétiques, on peut la calculer au moyen de la formule suivante

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon}}$$

où c est la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques dans le vide (ou, à peu près, dans l'air) et ε est la permittivité ou costante diélectrique du milieu. Etant donné que ε est, dans un milieu matériel, toujours supérieur à $\varepsilon_0 = 8{,}8510^{-12}$ (dans le système MKSA) il s'ensuit que la **vitesse des ondes électromagnétiques dans ce milieu est toujours plus petite que dans l'air.** D'autre part, la longueur d'onde d'un signal alternatif dépend de sa vitesse de propagation selon l'expression bien connue:

$$\lambda = \frac{V}{F}$$

où **F** est le fréquence du signal. On peut donc dire que dans un conducteur, la vitesse de propagation est infé-

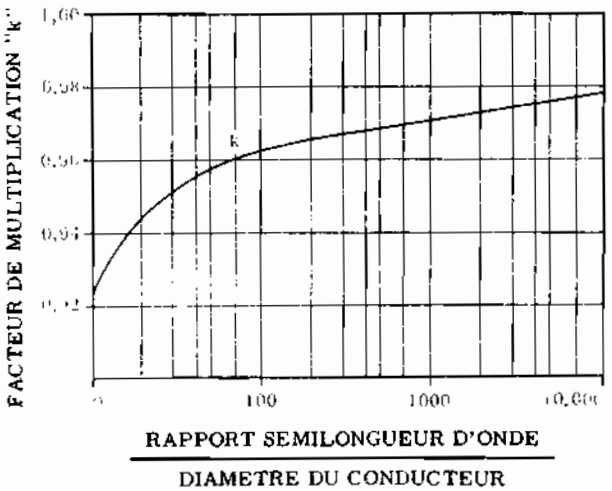


Fig. 6 - Calcul de la longueur d'une antenne en fonction du diamètre du conducteur. Pour chaque rapport entre $\lambda/2$ et le diamètre du conducteur, il existe une valeur de k au moyen de laquelle on calcule la longueur effective.

rieure à celle que l'on mesure dans l'air et donc il en est de même de la longueur d'onde. Dans un diélectrique la vitesse descend encore plus et, avec elle, la longueur d'onde.

Puisque la vitesse de propagation que l'on considère habituellement est celle du vide, il en résulte qu'une antenne demi-onde doit être, en réalité, **un peu plus courte que ne l'indique le calcul**. Il existe encore d'autres phénomènes de nature complexe, qui contribuent à modifier la vitesse de propagation des ondes et, par conséquent, la longueur que doit avoir une antenne.

Il faut principalement tenir compte du diamètre du conducteur comme on le voit sur la **figure 6**. Pour chaque rapport entre la demi-longueur d'onde dans le vide et le diamètre du conducteur qui constitue l'antenne, on lit sur l'axe des ordonnées, la valeur du coefficient **k**. Pour obtenir la longueur d'une antenne demi-onde, il suffit de multiplier la valeur de la longueur que l'antenne devrait avoir en considérant la vitesse de propagation de l'onde égale à celle de la lumière, par le coefficient **k**.

La valeur de **k** est toujours inférieure à **1**; en effet la longueur est toujours légèrement plus petite que celle calculée. De plus, **k** diminue avec le rapport entre la demi-longueur d'onde et le diamètre du conducteur.

Cela indique que plus le diamètre du conducteur constituant l'antenne est grand, plus petite doit être la longueur du conducteur lui-même pour obtenir les conditions de résonance.

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES des ANTENNES

Etant donné que l'antenne est un circuit électrique circuit oscillant ouvert, pour connaître et pour contrôler son fonctionnement, il faut tenir compte, en plus de la longueur et du diamètre du conducteur, de quelques grandeurs électriques, parmi lesquelles nous citerons en premier lieu: l'impédance, la réactance, la résistance de rayonnement et la résistance ohmique. Quelques unes de ces grandeurs sont semblables à celles des circuits accordés à constantes localisées, tandis que d'autres requièrent des définitions particulières et sont exclusivement caractéristiques des antennes.

Impédance. - Considérons une antenne du type représenté par la **figure 7**. Il s'agit d'une antenne appelée **dipôle**, constituée par un conducteur interrompu en son milieu; aux deux bornes ainsi obtenues est relié un générateur de signaux à haute fréquence.

Un tel générateur fournit à l'antenne une tension alternative qui donne naissance à un courant correspondant. Dans les circuits électriques à constantes localisées, la valeur efficace du courant est constante en tous les points du conducteur; dans une antenne, au contraire, des ondes stationnaires se produisent pendant la résonance et en dehors de la résonance la répartition des courants et des tensions n'est pas non plus constante tout le long du conducteur. Du reste, cette variation des grandeurs électriques d'un point à un autre est essentielle pour un bon rayonnement des ondes.

L'impédance d'un circuit parcouru par un courant alternatif est définie comme étant le rapport entre la tension présente à ses bornes et le courant qui le traverse. Pour les antennes, cette définition n'est pas valable, puisque la valeur efficace du courant et de la tension n'est pas constante en tous les points du circuit.

Au contraire, il est possible de définir correctement l'impédance en chaque point du conducteur qui constitue l'antenne, comme étant le rapport entre la tension et le courant au point considéré. L'impédance d'une antenne est par conséquent variable d'un point à l'autre et, pendant la résonance (réflexion totale), elle s'annule aux noeuds de tension et elle devient infinie aux noeuds de courant. Aux points intermédiaires elle a des valeurs intermédiaires.

Lorsqu'une antenne rayonne des ondes électromagnétiques, elle absorbe de la puissance, ce qui signifie que le courant et la tension qui correspondent à un noeud ne sont pas nuls, mais ont une valeur minimale. Il en résulte que l'impédance varie en pratique, d'une valeur minimum (aux noeuds de tension) à une valeur maximum (aux noeuds de courant).

Impédance à la base. - L'impédance à la base est celle que l'antenne oppose au générateur qui l'excite, c'est-à-dire, généralement, la ligne, ou le réseau d'adap-

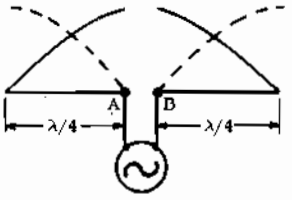


Fig. 7 - Principe du dipôle. Il s'agit d'un conducteur interrompu au centre: les deux bornes déterminées par la coupure correspondent aux bornes reliées à la sortie du générateur de signaux à haute fréquence. La figure représente aussi la distribution du courant (courbe en trait plein) et de la tension (courbe en pointillé).

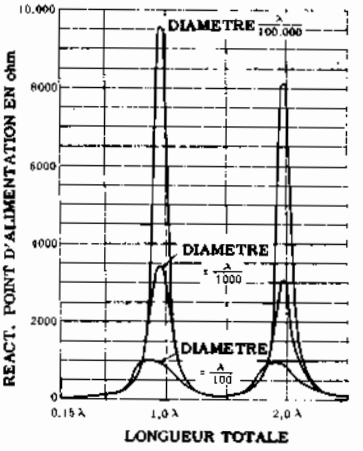


Fig. 8 - Résistance de rayonnement d'une antenne en fonction de la longueur totale du conducteur. Les valeurs maximales de la résistance coïncident avec une longueur du conducteur égale à un multiple de λ (longueur d'onde).

tation à cette ligne reliant l'émetteur (ou récepteur) à l'antenne.

Le calcul de cette impédance est très complexe et, en vue de l'adaptation de l'antenne dans une bande de fréquences, il doit être fait pour de nombreuses valeurs de la longueur d'onde. Il est donc souvent plus commode, plus rapide et également plus précis de la relever expérimentalement.

Enfin, l'impédance à la base d'une antenne dépend des objets qui l'entourent.

Impédance et résonance. - Pendant la résonance, les variation de tension et de courant le long de l'antenne sont maximales et sont déphasées entre elles de 90°. L'impédance, qui est égale au rapport entre ces deux grandeurs, varie entre des limites plus étendues. En l'absence de résonance, les variations de tension, de courant et d'impédance, sont inférieures.

Tout ce que nous venons de dire est essentiel pour comprendre pourquoi, pendant la résonance, le rayonnement d'ondes électromagnétiques par l'antenne est maximum.

En général, lorsqu'un courant alternatif traverse un conducteur, il détermine dans l'espace environnant un champ électromagnétique alternatif. Ce champ n'arrive pas cependant à se propager dans l'espace, étant donné que l'énergie correspondante est périodiquement rayonnée et absorbée ensuite par le conducteur lui-même. Avec l'accroissement de la fréquence, la fraction de l'énergie absorbée par le conducteur diminue; il en résulte que la plus grande partie de l'énergie est rayonnée sous forme d'ondes électromagnétiques qui se propagent dans l'espace. On peut démontrer que ce procédé de rayonnement augmente notablement lorsque les grandeurs électriques du circuit varient d'une manière brusque.

D'autre part, nous avons vu qu'à la résonance, l'impedance, la tension et le courant varient entre des limites très étendues, tandis qu'en l'absence de résonance ces variations sont beaucoup plus faibles: on en déduit que, dans le premier cas, on à un rayonnement plus important.

Résistance de rayonnement et résistance propre. - Une antenne d'émission rayonne de l'énergie sous formes d'ondes électromagnétiques qui se propagent à travers l'espace libre. On peut donc l'assimiler à une résistance. Comme le courant varie tout le long de l'antenne on considère la résistance de rayonnement à un ventre du courant. Si Io est la valeur correspondante de l'intensité du courant, Pr la puissance totale rayonnée par l'antenne a pour expression: $Pr = Rr\ Io^2$

Rr est la **résistance de rayonnement** de l'antenne:

$$Rr = \frac{Pr}{Io^2}$$

Cependant, une petite partie de la puissance fournie à l'antenne est dissipée sous forme de chaleur à l'intérieur de celle-ci: $Pd = Ro\ I^2\ eff$

Ro étant la **résistance propre** de l'antenne:

$$Ro = \frac{Pd}{I^2\ eff}$$

La résistance propre d'une antenne comporte: la résistance H.F. des conducteurs la constituant; la résistance de la prise de terre; la résistance due aux pertes de puissance provoquées par les courants induits dans les conducteurs voisins; la résistance représentée par un mauvais isolement. La résistance de la prise de terre est souvent, de beaucoup la plus grande.

La résistance de rayonnement d'un dipôle (ou doublet) est donnée par la relation:

$$Rr = 80\ \pi^2 \cdot \frac{h_e^2}{\lambda^2}$$

h_e étant la **hauteur effective** de l'antenne, que nous définirons plus loin. Rr est (pour un dipôle) de 72 à 73 ohms. Pour une antenne reliée au sol, on a:

$$Rr = 160\ \pi^2 \cdot \frac{h_e^2}{\lambda^2}$$

Dans le cas d'une antenne verticale vibrant en quart d'onde ($\lambda = 4/1$) $Rr = 40\ \Omega$. En pratique, le sol n'étant pas parfaitement conducteur, on table sur 36 Ω.

Examinons le graphique de la **figure 8**. Il représente la résistance de rayonnement d'une antenne, en fonc-

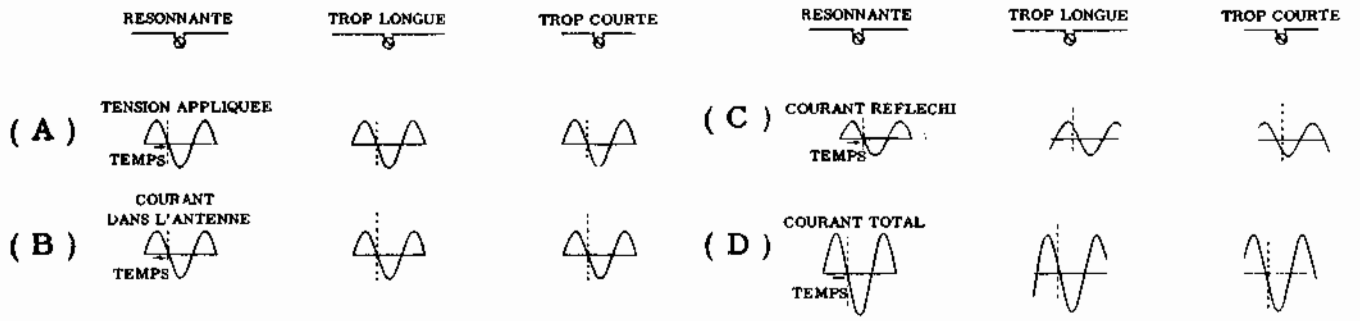


Fig. 9 - Allure de la tension et du courant (direct et réfléchi) dans une antenne (dipôle) à la résonance et en l'absence de résonance.

La tension et le courant direct (A et B) sont en phase entre eux; le courant réfléchi (C) se combine avec le courant direct, à l'entrée de l'antenne (D).

tion de sa longueur. Les crêtes correspondant à une résistance de rayonnement maximum sont obtenues pour chaque multiple entier de la longueur d'onde ou, plus précisément, pour des valeurs légèrement inférieures. Par conséquent, on pourrait penser que les meilleures conditions de rayonnement soient obtenues au moyen d'antennes qui correspondent à une longueur d'onde ou à un multiple de λ; en fait, le rendement d'une antenne croît lorsqu'on augmente au maximum la résistance de rayonnement et lorsqu'on réduit au minimum la résistance propre. En pratique, on obtient, au contraire, de meilleurs résultats au moyen d'antennes demi - onde.

La raison d'une telle affirmation repose sur les bases suivantes:

1 - la puissance rayonnée n'est jamais, en pratique, proportionnelle à la résistance Rr. En fait, on définit le **rendement d'une antenne** comme étant le rapport:

$$\eta = \frac{Rr}{Rr + Ro}$$

dans laquelle Rr est la résistance de rayonnement, et Ro est la résistance propre de perte.

Comme Ro est toujours plutôt faible, c'est-à-dire de l'ordre de quelques ohms, même si **Rr** descend à environ 70 ohms, comme dans le cas des antennes demi-ondes, le rendement reste toujours bon.

2 - Le rayonnement est meilleur, à égalité de puissance, lorsque le courant est très élevé et la tension faible. La résistance de rayonnement Rr est donc un peu faible.

3 - Il faut tenir compte également de la réactance de l'antenne, en plus de **Rr**. La puissance effective rayonnée est maximale, les autres éléments étant constants, lorsque la réactance est nulle.

Hauteur effective. - Dans les gammes d'ondes de fréquence relativement basse, ($\lambda > 100$ m), on apprécie commodément la qualité d'une antenne de réception, au moyen d'une grandeur fondamentale = la **hauteur effective**.

Dans ces bandes de fréquences, l'énergie captée par l'antenne est proportionnelle au champ électrique existant au voisinage de l'antenne: $e = h_e E$
formule dans laquelle:

e = f.é.m. induite dans l'antenne, qui s'exprime généralement en microvolts;

h_e = hauteur effective de l'antenne, en mètres;

E = intensité du champ électrique, qui s'exprime généralement en microvolts par mètre.

Donc, la hauteur effective est, par définition, le quotient de la f.é.m. induite dans l'antenne, par l'intensité du champ électrique:

$$h_e = \frac{e}{E}$$

On démontre que la hauteur effective, quel que soit le type d'antenne, a pour expression:

$$h_e = \frac{\lambda}{2\pi} \left(1 - \cos. \frac{2\pi l}{\lambda}\right)$$

l étant la longueur de l'antenne.

Pour une antenne verticale vibrant en quart d'onde, on trouve facilement, en remplaçant, à l'intérieur du crochet, soit l par $\lambda/4$, soit $\lambda = 4l$:

$$h_e = \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{2l}{\pi}$$

Pour une antenne demi-onde, on trouve, de même:

$$h_e = \frac{\lambda}{\pi} = \frac{2l}{\pi}$$

En pratique, la hauteur effective varie de quelques dizaines de centimètres, pour les antennes de voiture ou d'intérieur, à quelques mètres, pour les antennes extérieures.

Réactance. - Considérons la **figure 9** dans laquelle est représentée la valeur de la tension et du courant, direct et réfléchi, dans un dipôle, conjointement au courant total qui en résulte. Trois cas y sont représen-

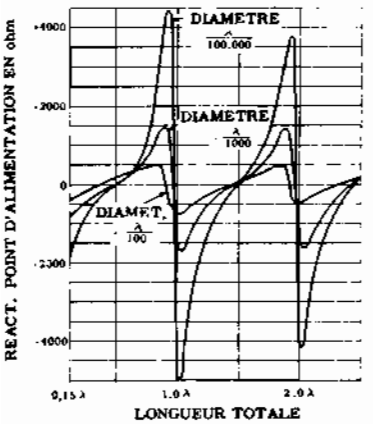


Fig. 10 - Variation de la réactance en fonction de la longueur de l'antenne. A la résonance la réactance est nulle. La figure représente trois courbes relatives à trois diamètres différents du conducteur.

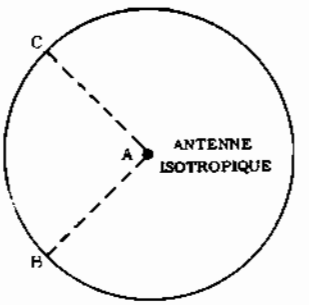


Fig. 11 - Le diagramme de rayonnement d'une antenne isotropique est une sphère dont nous voyons une coupe par un plan passant par le centre.

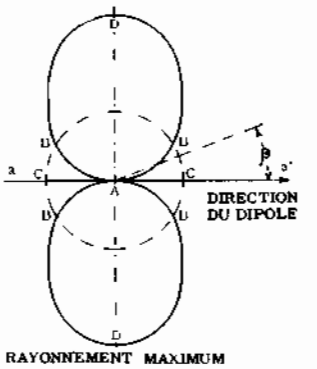


Fig. 12 - Diagramme de rayonnement d'un dipôle demi-onde ($\lambda/2$).

tés, à savoir: 1) à la résonance; 2) avec une antenne très longue; 3) avec une antenne très courte. Le courant total est, à la résonance, en phase avec la tension. Si l'antenne est très longue, le courant est déphasé en arrivée sur la tension d'un certain angle; on note la présence d'une réactance inductive dans le circuit. Dans le cas de l'antenne très courte c'est le courant qui est en avance sur la tension, exactement comme dans les condensateurs; par conséquent, l'antenne offre une certaine réactance capacitive.

Plus la réactance, inductive ou capacitive, est élevée par rapport à la résistance de rayonnement, plus la fraction d'énergie perdue l'est aussi; cette énergie, au lieu d'être rayonnée dans l'espace, est réfléchie vers le générateur. La puissance qui correspond à cette dernière énergie est dissipée à l'intérieur du générateur; souvent, des pannes sérieuses se produisent dans les étages finaux des émetteurs, justement parce que l'antenne ne se trouve pas en résonance.

Le rapport entre la réactance et la résistance Rr de rayonnement est aussi très important à l'égard de la puissance transformée en onde électromagnétiques. Considérons la **figure 10**, dans laquelle sont représentées les variations de la réactance, en fonction de la longueur de l'antenne. La réactance s'annule à la résonance, c'est-à-dire pour une longueur légèrement inférieure à un multiple de la longueur d'onde. La réactance est indiquée positivement ou négativement, suivant qu'il s'agit de réactance inductive ou capacitive.

Si nous comparons la figure 10 et la figure 8, nous constatons que Rr est très élevée vis à vis d'une longueur d'onde; toutefois, à la même valeur, la réactance aussi est considérable. Dans le cas de la demi-longueur d'onde, Rr est très basse, mais la réactance s'annule presque et on arrive à obtenir des résultats souvent meilleurs. Les deux figures que nous venons de citer indiquent trois types de courbe, correspondant à divers diamètres des conducteurs, se rapportant à la longueur d'onde. Les variations de résistance et de réactance, suivant la variation de la longueur de l'antenne, sont moins sensibles dans le cas d'une vibration en onde entière et avec des conducteurs de grand diamètre plutôt qu'avec des conducteurs fins.

DIRECTIVITE des ANTENNES

Jusqu'à présent nous nous sommes occupés des conditions nécessaires pour qu'une antenne puisse rayonner la puissance maximum, indépendamment des directions dans laquelle elle est rayonnée. En réalité, les ondes électromagnétiques sont émises par une antenne avec une intensité différente dans des directions différentes. Dans certaines directions, le rayonnement peut s'annuler, pour monter, dans d'autres, à de fortes intensités. Chaque antenne possède à ce sujet ses caractéristiques propres appelées **propriétés directives**.

Afin d'établir les propriétés directives de chaque antenne, on a recours à la comparaison avec l'intensité du rayonnement d'une antenne appelée **antenne isotropique**. Cette antenne, qui en réalité ne peut pas exister, est introduite pour la commodité du raisonnement: elle peut assurer, en théorie, un rayonnement identique dans toutes les directions.

Nous introduisons maintenant la notion de **diagramme de rayonnement**, caractéristique de chaque antenne: La connaissance de ce diagramme est d'une grande importance, en particulier dans la technique de l'émission dirigée. C'est une figure à trois dimensions, imaginaire, qui entoure l'antenne. Il s'agit d'une figure construite de sorte qu'en considérant une direction de rayonnement quelconque, la longueur du segment (vecteur) qui relie, dans cette direction, l'antenne à la surface extérieure de la figure, soit proportionnelle à l'intensité du champ rayonné par l'antenne dans la même direction.

Pour l'antenne isotropique, le diagramme de rayonnement est une sphère dont le centre correspond à l'antenne. Considérons une direction de rayonnement quelconque; pour obtenir l'intensité correspondant à cette direction, traçons une droite qui part de l'antenne, c'est-à-dire du centre de la sphère et ayant la direction choisie. L'intensité du rayonnement est proportionnelle à la longueur du segment compris entre l'antenne et la sur-

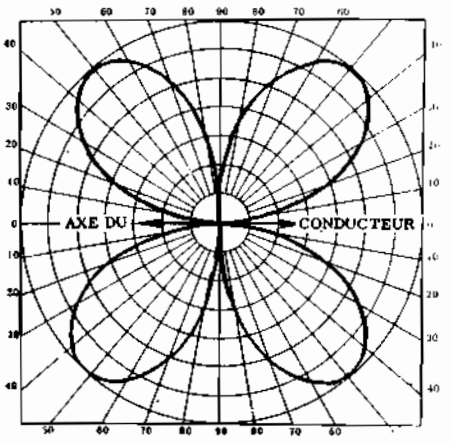


Fig. 13 - Diagramme de rayonnement d'une antenne de longueur égale à λ, c. à d. à une onde entière. Remarquons la variation des propriétés directives par rapport à l'antenne demi - onde de la figure 12.

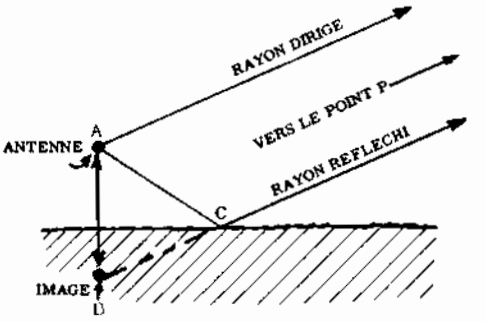


Fig. 14 - Réflexion des ondes électromagnétiques par la surface de la terre. Les deux ondes sont déphasées entre elles en quelques points et en phase en d'autres. Vers le point P, on a par conséquent, des zones où la réception est maximum et d'autres où elle est, au contraire, minimum.

face du diagramme de rayonnement. Donc dans ce cas, elle est proportionnelle au rayon de la sphère.

Si nous considérons n'importe quelle autre direction, l'intensité correspondante est encore proportionnelle au rayon de la sphère. Les rayons d'une sphère sont tous égaux entre eux et, par conséquent, l'intensité est constante dans toutes les directions.

Du moment que les diagrammes de rayonnement sont à trois dimensions, il n'est pas possible de les représenter convenablement au moyen d'une figure à deux dimensions. On se contente donc de coupures, l'une par un plan vertical et l'autre par un plan horizontal: on parle alors de diagramme dans le plan vertical et de diagramme dans le plan horizontal.

Par exemple, le diagramme de rayonnement de l'antenne isotropique peut se croiser avec un plan quelconque qui passe par son centre; on obtient, dans chaque cas, une circonférence (**figure 11**).

Voyons maintenant comment on peut établir les diagrammes de rayonnement d'antennes réelles. On les trace par comparaison avec une antenne isotropique qui puisse rayonner la même puissance. Le diagramme ainsi obtenu ne sera plus, en général, une sphère. Dans le directions qui correspondent à un rayonnement égal à celui de l'antenne isotropique équivalente, les points du diagramme coïncident effectivement avec ceux de la surface de la sphère, tandis que dans les directions où l'intensité est plus grande les points se trouvent à l'extérieur. Dans les directions où l'intensité est plus petite les points se trouvent, au contraire, à l'intérieur. Considérons, par exemple, un dipôle demi-onde. L'intersection de son diagramme de rayonnement avec un plan quelconque contenant le dipôle est représentée par la **figure 12**. En ligne pointillée, on a indiqué le diagramme de l'antenne isotropique correspondante. Dans les directions AB, l'intensité du rayonnement est égale à celle de l'antenne isotropique; dans les directions AC l'intensité est nulle; dans les directions AD l'intensité est maximum. En règle générale, pour les angles de rayonnement inférieurs à β, l'intensité est plus petite que celle de l'antenne isotropique de puissance égale tandis que pour les angles supérieurs elle est plus grande.

La figure ne représente pas le diagramme, mais plutôt son intersection avec un plan. Toutefois la représentation est suffisante pour caractériser les propriétés directives du dipôle, étant donné que celles-ci sont symétriques. En effet, le diagramme (figure à trois dimensions) s'obtient simplement en faisant tourner la figure à deux dimensions autour de la droite a-a', qui indique la direction du conducteur constituant l'antenne.

La figure 12 est valable dans le cas d'un dipôle en résonance et, plus précisément, du type demi-onde. Pour la vibration en onde entière, au contraire, on obtient le diagramme de rayonnement représenté par la **figure 13**. Les propriétés directives varient, par conséquent, considérablement avec la longueur de l'antenne; dans la leçon 123, est représenté une série de diagrammes de rayonnement à plusieurs types de résonance.

Les diagrammes des figures 12 et 13 sont valables dans le cas où un dipôle se trouve très loin d'un corps solide quelconque. Chaque surface solide au voisinage modifie les propriétés directives en altérant les diagrammes de rayonnement. En particulier, la surface terrestre qui se trouve toujours au voisinage de toutes les antennes, modifie les diagrammes assez fortement. En fait, elle détermine la réflexion des ondes rayonnées vers le bas (avec des angles de rayonnement négatifs). Les ondes réfléchies se dirigent successivement vers l'espace, (**figure 14**), et elles s'ajoutent à celles qui sont rayonnées directement par l'antenne dans la même direction. En certains points, les ondes sont en phase et s'additionnent tandis qu'en d'autres points, elles sont plus ou moins déphasées. A l'endroit où elles sont en opposition de phase, les ondes s'annulent.

Sur la fig. 14 deux rayons vont dans la même direction dirigés vers le même point P. Le rayon réfléchi qui provient de A et réfléchi en C, est comme s'il provenait du point B, au-dessous de la surface terrestre. Le point B est parfaitement le symétrique du point A, et prend le nom de « antenne image ». Dans le calcul théorique des diagrammes de rayonnement, on tient compte de l'antenne image, et on additionne ses effets à ceux de l'antenne réelle.

Leçon n° 122

LIGNES DE TRANSMISSION

Dans la leçon précédente, nous avons étudié le comportement des antennes d'émission. Pour tenir compte d'une part, des effets produits par la proximité de la surface terrestre, que nous avons déjà signalés, d'autre part, des caractéristiques particulières de propagation des ondes radio électriques, que nous étudierons dans une prochaine leçon, il est nécessaire que les antennes soient orientées et, le plus souvent, situées à une hauteur importante du sol. Pour toutes ces raisons, il n'est pas toujours possible d'installer l'émetteur à proximité immédiate de l'antenne; c'est alors que l'utilisation de circuits particuliers, destinés à transmettre à l'antenne l'énergie existant à la sortie de l'émetteur, s'avère nécessaire.

Ces circuits sont précisément les **lignes de transmission.** Les lignes de transmission sont utilisées non seulement pour transférer à l'antenne la puissance engendrée par l'émetteur, mais aussi pour relier les antenne de réception aux récepteurs correspondants. Quelquefois, particulièrement dans le domaine des télécommunications par courants porteurs, on réalise des communications d'une localité à une autre au moyen de signaux à haute fréquence modulés, qui sont transmis par un câble coaxial. Les câbles coaxiaux représentent, eux aussi, des lignes de transmission.

Dans cette leçon, nous nous occuperons, parmi les différents types de lignes de transmission, uniquement de ceux qui se rapportent directement à la technique radioélectrique, c'est-à-dire les liaisons entre les émetteurs et les antennes et entre les récepteurs et les antennes. Comme pour les antennes, les caractéristiques des lignes utilisées à l'émission valent aussi bien pour celles utilisées à la réception.

Caractéristiques générales

Tout conducteur d'une longueur appreciable par rapport à la longueur d'onde du signal qui le traverse émet, nous le savons, des ondes électromagnétiques. Il est donc, de ce point de vue, une antenne émettrice. Il est facile à comprendre qu'une bonne ligne de transmission ne doit absolument pas présenter une telle dispersion, puisque sa fonction est de transmettre le signal et non de le rayonner dans l'espace. Etant donné que les lignes sont souvent très longues, l'existance d'un rayonnement, quelquefois assez important, est possible si l'on ne prend pas de précautions particulières.

Outre l'énergie perdue sous forme de rayonnement, il faut distinguer, parmi toutes les pertes qui peuvent se produire dans les lignes de transmission, celle due à la résistance ohmique du conducteur qui transforme en chaleur une partie de l'énergie.

Comment éviter le rayonnement. - Le rayonnement des ondes électromagnétiques par des lignes de transmission, peut être évité en faisant en sorte que le circuit soit constitué par **deux** conducteurs dont les champs électromagnétiques puissent s'annuler mutuellement. Dans ces conditions, le champ produit par l'un des conducteurs est égal mais de signe opposé à celui engendré par l'autre.

Une disposition possible est indiquée par la **figure 1.** On y voit deux conducteurs parallèles parcourus par les courants I1 et I2, qui circulent dans des directions opposées. Si le courant I1, qui circule dans le conducteur A, possède la même valeur que le courant I2, qui circule dans le conducteur B, les champs engendrés par ces deux courants sont égaux en intensité, mais puisqu'ils circulent dans des directions opposées, le champ créé par I1 se trouve en opposition de phase avec celui produit par I2.

Etant donné qu'entre les deux conducteurs, il existe une certaine distance, **d**, et que les champs électromagnétiques ne se propagent pas instantanément, mais avec une vitesse, **c**, qui, dans l'air, correspond à la vitesse de la lumière, le champ qui existe à un certain moment en un point donné de l'espace dépend des valeurs des courants aux instants précédents.

Supposons que les courants I1 et I2 soient alternatifs: ce cas nous intéresse particulièrement, puisque les lignes de transmission sont toujours parcourues par des signaux à haute fréquence. Pendant l'intervalle de temps où le champ électromagnétique engendré en B par le courant I2 est transféré en A, le courant I1 est légèrement déphasé et, par suite, le champ qu'il engendre n'est pas tout à fait égal ni opposé à l'autre. Les deux champs se trouveraient en tout point exactement en opposition de phase uniquement dans le cas où les deux conducteurs parviendraient à occuper la même position, ce qui est impossible puisqu'il s'agit de deux conducteurs séparés.

Par conséquent, on a recours à un compromis, en faisant en sorte que les deux champs soient le plus parfaitement possible en opposition de phase. Cela peut être obtenu en réduisant la distance **d** entre les conducteurs à une valeur très petite, compatible avec les autres exigences mécaniques et électriques de la ligne. Quoi-

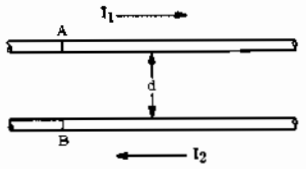


Fig. 1 - Exemple de ligne bifilaire. Les deux champs égaux et opposés, s'annulent mutuellement.

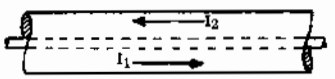


Fig. 2 - Aspect d'un câble coaxial. La partie extérieure est un enrobage métallique, qui neutralise le flux du câble intérieur.

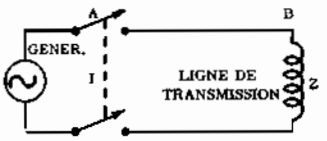


Fig. 3 - Ligne assurant la liaison entre un générateur (A) et une charge (B). Une fois l'interrupteur (I) fermé, les ondes de courant et de tension atteignent la charge.

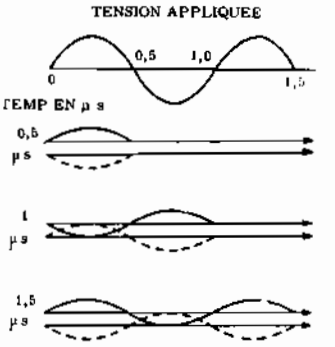


Fig. 4 - Pour une fréquence de 1 MHz, la propagation le long de la ligne se produit en un temps déterminé, que l'on peut représenter, comme l'indique la figure, selon la phase. Si la charge absorbe toute l'énergie fournie, la valeur efficace de la tension est constante en tous les points de la ligne.

qu'en réduisant **d** on se rapproche des conditions idéales, puisque le déphasage dont nous avons parlé diminue, un certain rayonnement se produit toutefois parce que les champs engendrés par les deux courants ne s'annulent jamais complètement. Comme nous le verrons dans l'exemple qui suit, le rayonnement dépend de la fréquence du signal, en plus de la distance **d** et, précisément, il augmente lorsque la fréquence croît, comme le montreront les exemples suivants.

Supposons que **d** soit égal à 10 cm, que la fréquence du signal soit de 1 MHz, et calculons le déphasage produit par la distance entre les deux conducteurs. En supposant que ces derniers soient situés dans l'air, le champ magnétique engendré en B par I2 mettra, pour atteindre A, un temps:

$$t = d : c$$

où **c** est la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques dans l'air (3×10^{10} cm/s). On obtient donc:

$$t = \frac{10}{3 \times 10^{10}} = \frac{1}{3} \times 10^{-9} \text{ secondes,}$$

c'est-à-dire 1/3 000 de microseconde. Etant donné que le temps qui correspond à la fréquence de 1 MHz est de 1 μs, il s'ensuit qu'en 1/3 000 de μs le signal réalise 1/3 000 de cycle, correspondant à environ 1/8 de degré de déphasage. On peut donc affirmer qu'à la fréquence de 1 MHz, la distance de 10 cm provoque un déphasage supplémentaire, s'ajoutant à celui de 180° dû à l'opposition de phase des champs, d'environ 1/8 de degré; il est absolument négligeable.

En faisant le calcul pour une fréquence de 60 MHz, on trouve que l'angle de déphasage atteint 7° et 12', ce qui est déjà important. Pour une fréquence de 200 MHz, enfin, l'angle est d'environ 25° et modifie complètement le rapport de phase entre les deux champs, de sorte que ceux-ci ne s'annulent pas complètement.

Par ces exemples, nous pouvons déduire l'importance du rapport entre la distance **d** et la longueur d'onde du signal. Celui-ci doit être inférieur à 1/100 pour que les champs s'annulent presque complètement cela signifie que **d** doit être inférieur à 1% de la longueur d'onde. En travaillant à 20 MHz, c'est-à-dire à une longueur d'onde de 15 m, la distance maximale entre les conducteurs de la ligne de transmission doit être 15 cm, ce qui correspond à un angle de déphasage de 3° 36'.

Les lignes de transmission du genre de celle représentée par la **figure 1**, sont appelées **lignes à conducteurs parallèles**, et elles sont très utilisées pour les couplages avec les antennes. Pour éviter l'inconvénient du rayonnement, il est également possible d'utiliser un autre type de ligne: la ligne **coaxiale**. Dans ce cas l'un des deux conducteurs, de forme cylindrique, est creux et renferme à l'intérieur le second conducteur, comme le montre la **figure 2**.

Le courant qui circule dans le conducteur intérieur crée un champ électromagnétique qui est annulé par celui engendré par le courant circulant dans le conducteur extérieur, étant donné que ces deux courants ont une même intensité mais sont de sens contraire. A l'émission, l'emploi d'une ligne coaxiale permet de réduire les pertes par rayonnement. De plus, le conducteur extérieur est toujours relié à la masse et joue ainsi le rôle de blindage; de ce fait, à la réception, la ligne coaxiale assure une protection très efficace contre les perturbations extérieures (parasites).

Répartition du courant et de la tension. - Nous connaissons déjà la répartition du courant et de la tension le long d'une antenne. Lorsque cette dernière est en résonance, des ondes stationnaires y prennent naissance, à cause du phénomène de réflexion par l'extrémité libre de l'antenne. Dans le cas d'une ligne de transmission, si celle-ci est fermée sur une impédance de charge absolument quelconque, le même phénomène d'ondes stationnaires se manifeste. Par contre si nous considérons une ligne de longueur infinie ou, ce qui revient au même, une ligne de longueur finie fermée sur une impédance de charge égale à son impédance caractéristique, et si nous branchons à l'origine de cette ligne un générateur de haute fréquence, comme l'indique la **figure 3**, des ondes progressives se propagent sans arrêt le

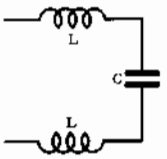


Fig. 5 - Circuit équivalent, par unité de longueur, à une ligne de transmission. L et C représentent, respectivement l'inductance et la capacité réparties. On a négligé la résistance ohmique et la résistance d'isolement de la ligne.

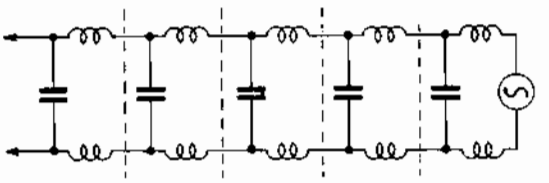


Fig. 6 - Circuit équivalent à la ligne considérée dans son ensemble. Celle-ci est formée par la juxtaposition d'un grand nombre de cellules élémentaires.

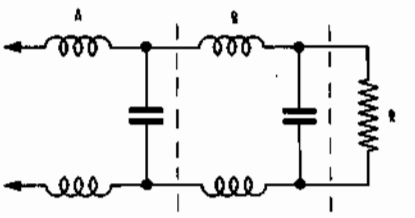


Fig. 7 - Si, à l'extrémité de la ligne, on branche une charge (R) égale à l'impédance caractéristique de la ligne, on obtient le transfert maximum d'énergie, égal à celui qui s'opère entre une section LC et la suivante, comme l'indique la figure 6.

long de la ligne qui, pour cette raison est dite apériodique ou non résonnante. La propagation s'accomplit en un temps déterminé, ainsi que le montre la **figure 4**. Dans cet exemple, nous avons considéré un signal de fréquence égale à 1 MHz. Le temps mis par l'onde pour atteindre la charge après la fermeture de l'interrupteur est donné par la formule: $t = l/c = l\sqrt{LC}$.

L et C étant les constantes réparties de la ligne, l étant la longueur de la ligne, et c, la vitesse de la lumière (3.10^8 m/s). Dès que l'énergie fournie par le générateur a atteint l'extrémité de la ligne, elle est complètement absorbée par la charge (généralement une antenne), sans réflexion. La valeur efficace de la tension est alors constante en tous les points de la ligne.

Circuit équivalent à une ligne

Quelle soit du type coaxial ou du type bifilaire, une ligne de transmission présente 4 constantes électriques uniformément réparties le long du conducteur: une résistance ohmique R; une capacité C, entre les deux fils ou bien entre un fil et le sol; une inductance L; une résistance R' d'isolement. Il y a en effet des fuites dans les isolateurs ou bien entre les deux fils lorsque ceux-ci sont isolés et côte à côte.

Comme nous l'avons déjà dit, une ligne de transmission parfaite doit présenter une très petite résistance ohmique et une très grande résistance d'isolement, afin d'éviter les pertes. Nous négligerons donc à la fois R et R'. Dans ces conditions, le circuit équivalent, par unité de longueur, à une ligne de transmission est conforme au schéma de la **figure 5**.

Prise dans son ensemble, la ligne peut être considérée comme étant formée par la juxtaposition d'un très grand nombre de cellules élémentaires du même type que celle représentée par la figure 5. On aboutit alors à la représentation de la **figure 6**.

On peut calculer l'inductance linéique et la capacité linéique (c'est-à-dire par unité de longueur) d'une ligne de transmission de la façon suivante:

1) Dans le cas d'une ligne bifilaire, l'inductance L est donnée par la formule:

$$L = 4.10^{-7} \log_\eta \frac{d}{r}$$

dans laquelle:

L, est l'inductance par unité de longueur, en henrys par mètre (H/m) - dans le système MKSA; $\log_\eta$, représente le symbole des logarithmes népériens (ou naturels); d est la distance, qui sépare les deux conducteurs, en mètres; r, le rayon d'un conducteur, en mètres.

On se rappelera que:

$$\log_\eta x = 2.3 \log_{10} x$$

$\log_{10}$ étant le symbole des logarithmes décimaux.

En tenant compte de cette relation et en exprimant L en microhenrys par mètre (μ H/m), on a aussi:

$$L = 0.92 \log_{10} \frac{d}{r}$$

Quant à la capacité C, elle est donnée par:

$$C = \frac{10^{-9}}{36 \log_\eta (d/r)}$$

C, en farads par mètre (F/m) — dans le système MKSA.

On a également:

$$C = \frac{12}{\log_{10} (d/r)}$$

C, en picofarads par mètre (pF/m).

2) Dans le cas d'une ligne coaxiale, on a, respectivement:

$$L = 2.10^{-7} \log_\eta \frac{D}{d}$$

avec L en H/m; D = diamètre extérieur ou bien:

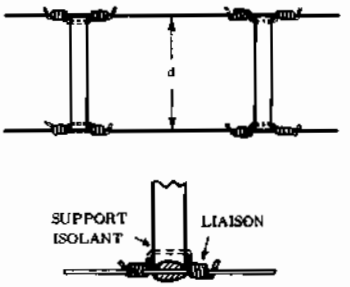


Fig. 8 - Ligne à conducteurs parallèles à diélectrique air. La distance entre les deux conducteurs est maintenue constante au moyen de supports séparateurs situés à des intervalles réguliers.

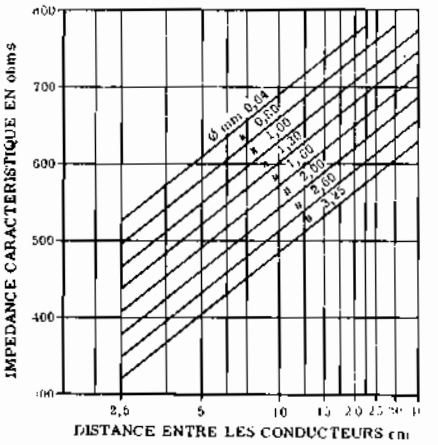


Fig. 9 - Graphique pour le calcul de l'impédance caractéristique d'une ligne à conducteurs parallèles, en fonction de la distance qui les sépare et de leur diamètre. La valeur de Z est lue directement sur l'axe vertical.

$$L \text{ (en } \mu \text{ H/m)} = 0.46 \log_{10} \frac{D}{d}$$

et

$$C \text{ (en pF/m)} = \frac{24.1}{\log_{10} \frac{D}{d}}$$

Impédance caractéristique. - Une ligne supposée de longueur infinie, attaquée par un générateur de haute fréquence est parcourue par un courant d'intensité I sous une tension V.

Si, de plus, nous supposons que la ligne n'a aucune perte, V et I sont en phase.

En un point P quelconque de la ligne, le quotient:

$$\frac{V}{I} = \frac{L}{C}$$

représente une impédance. Celle-ci est indépendante de la longueur de la ligne et de la fréquence; elle est donc constante en **tous les points** de la ligne et elle caractérise celle-ci, c'est la raison pour laquelle on l'appelle: **impédance caractéristique** Zc ou **impédance itérative**:

$$Zc = \sqrt{L/C}$$

En pratique, la longueur d'une ligne est bien définie et à ses bornes de sortie on branche une charge d'impédance convenable qui absorbe l'énergie transmise par la ligne. La charge peut être de deux types, selon la valeur de son impédance: si cette dernière est égale à l'impédance caractéristique de la ligne, on est en présence d'une « ligne adaptée », tandis que si elle en diffère, on a une « ligne désadaptée ».

Considérons la **figure 7**. Cette figure représente les deux dernières cellules élémentaires équivalentes à la ligne de transmission et la résistance R constituant la charge. Dans une ligne de longueur infinie, le signal se propage dans un seul sens, à partir du générateur. Chaque cellule élémentaire pourvoit au transfert de l'énergie à la cellule suivante. Si, par conséquent, l'on remplace l'une des cellules LC par une résistance égale à l'impédance caractéristique de la ligne, les cellules précédentes ne subissent aucune modification et continuent à jouer leur rôle d'éléments de transfert de l'énergie.

La valeur de R est égale à l'impédance caractéristique de la ligne, et, pour cette raison, la ligne se comporte comme si elle était de longueur infinie.

Dans une ligne de transmission adaptée et sans perte, l'énergie fournie par le générateur se propage le long de celle-ci sans aucune atténuation; elle est transmise intégralement aux bornes de la charge, quelle que soit la longueur de la ligne (du moins jusqu'à ce que la résistance ohmique reste négligeable). L'impédance caractéristique aussi est indépendante de la longueur de la ligne; elle détermine, avec la tension, le courant qui la parcourt. Ce dernier est égal, comme dans un circuit classique, au rapport entre la tension et l'impédance:

$$I = V/Zc = V/\sqrt{L/C}$$

formule dans laquelle **L** est l'inductance et **C** la capacité par unité de longueur. Remarquons que, par suite de l'absence supposée de perte, Zc représente en fait, une résistance ohmique, la **résistance caractéristique** de la ligne; cependant, en pratique, on continue à employer l'expression « **impédance caractéristique** ».

On peut construire des lignes de transmission de n'importe quelle impédance caractéristique en tenant compte du fait que la **capacité** par unité de longueur augmente avec la diminution de la distance qui sépare les deux conducteurs, tandis que **l'inductance** par unité de longueur augmente avec la diminution de leur diamètre. Il s'ensuit qu'une ligne constituée par deux conducteurs parallèles de très grand diamètre, situés très près l'un de l'autre, présente une impédance caractéristique très faible. Réciproquement, une ligne formée de conducteurs fins et éloignés l'un de l'autre possède une impédance caractéristique très élevée, puisqu'elle présente une forte inductance et une faible capacité

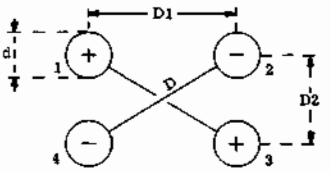


Fig. 10 - Exemple de ligne à quatre conducteurs, disposés aux quatre angles d'un carré. Les conducteurs correspondant à deux sommets opposés sont réunis entre eux et aux bornes de la ligne.

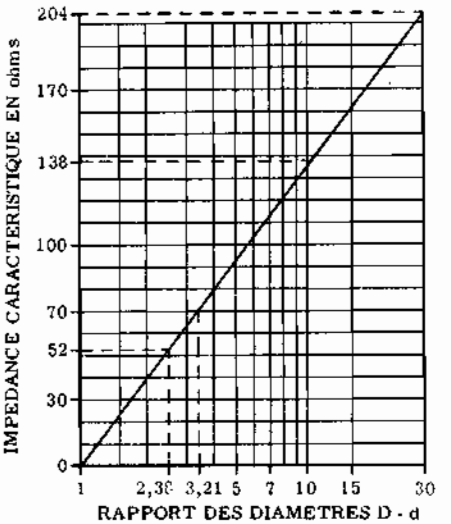


Fig. 11 - Graphique pour le calcul de l'impédance caractéristique d'une ligne à 4 conducteurs. L'emploi est semblable à celui de la figure 9, avec la différence que, en abscisses, on a porté le rapport entre la diagonale du carré et le diamètre des conducteurs.

Une formule pratique de Zc est la suivante:

$$Zc = \frac{3.10^3}{C}$$

dans laquelle. Zc est exprimée en ohms et C en pF/m.

Enfin, on peut en déduire la valeur de la vitesse de propagation vp dans l'air ou dans un métal parfaitement conducteur:

$$vp = \frac{1}{LC} = c = 3.10^8 \text{ m/s}$$

c'est la vitesse de la lumière.

Adaptation des lignes à la charge. — Jusqu'à présent nous avons traité les lignes de transmission indépendamment de la charge branchée à la sortie, c'est-à-dire comme si elles possédaient une longueur infinie.

De même, la puissance se calcule facilement, au moyen de l'une des expressions:

$$P = I^2 Z; \; P = V^2/Z; \; P = VI$$

Supposons maintenant que la résistance R ait une valeur différente de celle de l'impédance caractéristique de la ligne. Dans ce cas, le comportement de la cellule élémentaire B (figure 7) est influencé par la présence de R, pour la raison suivante: une partie de la puissance transmise par la ligne n'est pas absorbée par la charge, elle est réfléchie et parcourt la ligne dans le sens opposé à travers B, A, etc..., jusqu'à ce qu'elle atteigne le générateur; il y a production d'**ondes stationnaires**. La ligne se comporte alors comme si elle était ouverte ou en court-circuit, selon la valeur de R.

CARACTERISTIQUES de CONSTRUCTION

Comme nous l'avons dit par ailleurs, les deux catégories principales de lignes de transmission sont: le câble coaxial et le câble à conducteurs parallèles. Toutefois, il est impossible d'établir une subdivision d'après le milieu où les deux conducteurs sont situés. Considérons, par exemple, une ligne constituée par deux conducteurs parallèles. La distance séparant les deux conducteurs est, nous le savons, très importante et doit être maintenue constante tout le long de la ligne. Cela peut être obtenu de deux façons distinctes:

1) En utilisant des séparateurs en matériau isolant, disposés à une certaine distance fixe l'un de l'autre. Pour le reste, les conducteurs se trouvent situés dans l'air. Ces lignes sont dites à « diélectrique air ».

2) Les conducteurs peuvent, au contraire, être entièrement enfermés dans un isolant solide qui les maintenant à la distance voulue et, en même temps, les protège contre d'éventuels contacts accidentels avec des objets extérieurs. On obtient de la sorte un type de ligne de transmission extérieurement semblable à un fil bipolaire normal pour installations électriques; une telle ligne est dite: à « diélectrique solide ».

Lignes à diélectrique air. - Sur la figure, 8 nous pouvons remarquer la manière dont il est possible d'obtenir une ligne de transmission constituée par 2 conducteurs parallèles. Les deux conducteurs sont maintenus à une distance constante l'un de l'autre au moyen de supports solides isolants en matériel plastique comme, par exemple, le polythène. Les supports ne doivent pas être éloignés l'un de l'autre, de sorte que les deux conducteurs puissent rester bien tendus sans se déplacer, afin d'éviter des variations de la capacité linéique. Les valeurs de l'impédance caractéristique d'une telle ligne de transmission sont de l'ordre de 600 ohms.

L'impédance caractéristique de ce type de ligne est calculée au moyen de la formule:

$$Zc = 276 \times \log_{10} \frac{d}{r}$$

obtenue en remplaçant, dans l'expression générale $\sqrt{L/C}$, L et C par leurs valeurs précédemment établies Zc est l'impédance caractéristique, **d** la distance entre les deux conducteurs (ou, plus exactement, entre leurs axes), et **r** le rayon d'un conducteur. Les unités de mesure pour **d** et **r** n'ont aucune importance, à condition qu'elles soient les mêmes dans les deux cas, étant

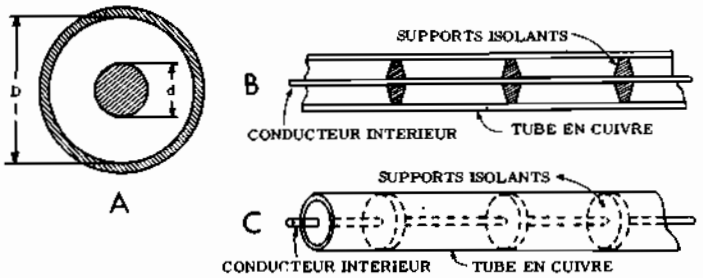


Fig. 12 - Structure d'un câble coaxial. En A, coupe transversale (perpendiculaire à l'axe), agrandie pour plus de précision. En B, coupe longitudinale de long de l'axe du conducteur central. En C enfin, on a représenté le câble dans son aspect effectif. Remarquons la répartition régulière des supports isolants entre le câble et l'enrobage intérieur.

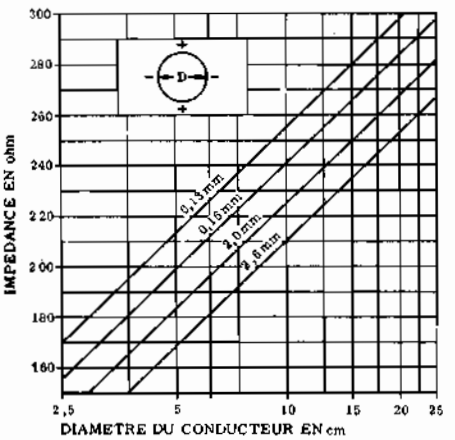


Fig. 13 - Graphique pour le calcul de l'impédance caractéristique d'une ligne coaxiale, en fonction du diamètre du conducteur extérieur (enrobage), et du diamètre du conducteur intérieur. La valeur de Zc est lue sur l'axe vertical.

donné que nous avons un rapport de deux longueurs.

La **figure 9** représente un abaque qui permet d'obtenir, d'une façon très simple et sans aucun calcul, l'impédance caractéristique. On cherche la valeur de la distance entre les deux conducteurs correspondant au cas qui nous intéresse, sur l'axe des abscisses, ensuite on trace une verticale qui coupe la ligne inclinée correspondant au diamètre des conducteurs. Par cette intersection on trace une droite horizontale et on lit, sur l'axe des ordonnées, la valeur de l'impédance en ohms.

Dans certains cas, principalement lorsqu'on veut obtenir une impédance plus basse, on utilise des lignes à quatre fils; elles sont formées de quatre conducteurs disposés comme si elles se trouvaient aux sommets d'un carré. Ce type de ligne est illustré, en coupe transversale, par la **figure 10**. La distance entre deux fils adjacents correspondant au côté du carré est du même ordre que celle des lignes bifilaires. On obtient, toutefois, une plus grande capacité répartie et, par conséquent, une plus petite impédance caractéristique; cela parce que les quatre fils sont connectés en parallèle deux à deux, en réunissant entre eux, aux deux bornes de la ligne, les deux paires de fils qui se trouvent aux sommets opposés du carré, c'est-à-dire le conducteur 1 avec le conducteur 3 et le 2 avec le 4.

Dans la pratique, pour la construction de ce type de lignes, on utilise des supports isolants de forme circulaire, afin de donner une plus grande robustesse.

L'impédance d'une ligne à quatre fils est obtenue au moyen du graphique représenté par la **figure 11**. Le processus à suivre est le même que celui des abscisses on n'a pas représenté la distance entre deux fils de polarité opposée, correspondant à la diagonale du carré et au diamètre des conducteurs (D/d). On calcule l'impédance caractéristique d'une ligne à 4 fils, au moyen de la formule ci-dessous:

$$Zc = 138 \log_{10} \frac{2\,D_2}{d_1 + (D_2/D_1)^2}$$

Pour la signification des symboles, voir la figure 10. Si on veut, même avec le système à quatre fils, obtenir une impédance légèrement supérieure, on peut faire appel à la « double ligne bifilaire ».

La double ligne bifilaire peut être représentée, en coupe transversale, d'une manière analogue à celle à quatre conducteurs, c'est-à-dire, comme sur la figure 10. La différence réside dans la liaison en parallèle entre les conducteurs; cette fois on réunit entre eux deux conducteurs adjacents. Par exemple, on pourrait connecter entre eux le conducteur 1 avec le 2 et le 3 avec le 4. On pourrait aussi connecter le 2 avec le 3 et le 4 avec le 1.

Considérons enfin, le cas du câble coaxial à diélectrique air. Dans ce cas, étant donné la difficulté de maintenir une symétrie parfaite entre le conducteur intérieur et le conducteur extérieur (leurs axes doivent coïncider parfaitement, d'où, justement, le nom de « câble coaxial »), il est nécessaire d'utiliser un grand nombre de supports séparateurs rapprochés.

La **figure 12** montre la structure d'un câble coaxial: en A on voit une coupe transversale perpendiculaire à l'axe du câble, en B une coupe transversale passant par l'axe du câble et en C une vue complète. L'impédance caractéristique d'un câble coaxial est calculée d'après la formule:

$$Z = 138 \log_{10} \frac{D}{d}$$

Dans ce cas, **D** représente le diamètre du conducteur extérieur et **d** le diamètre du conducteur intérieur. Il va sans dire que cette formule est valable seulement tant que les deux conducteurs sont parfaitement coaxiaux. Si, par suite d'un déplacement des supports isolants, le conducteur intérieur se déplace par rapport au conducteur extérieur, les conditions de travail de la ligne sont complètement modifiées.

Le fait que dans les câbles coaxiaux la présence d'un nombre important de supports isolants soit nécessaire, amène des pertes plus grandes, ainsi qu'une impédance caractéristique inférieure à celle donnée par le calcul. Toutefois, et malgré cela, les lignes de transmission du type coaxial présentent, jusqu'à des fréquences de

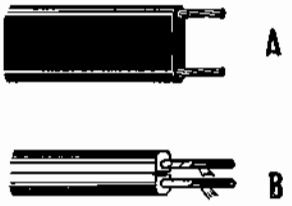


Fig. 14 - Exemples de supports pour lignes bifilaires. A, du type 300 Ω; B, du type 75 Ω. Remarquons, entre les deux types, la différente distance entre les deux conducteurs.

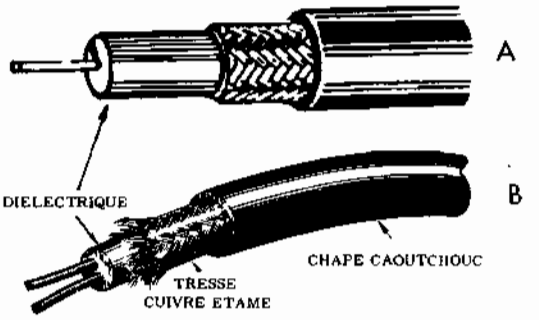


Fig. 15 - En A, exemple de câble pour ligne coaxiale à diélectrique solide. Etant donné la robustesse diélectrique, le conducteur central peut être du type à tresse blindée, flexible. En B, exemple d'un câble blindé à deux conducteurs centraux.

l'ordre de 100 MHz, des pertes plus petites que celles dues aux autres types précédemment décrits. La **figure 13** représente un diagramme qui permet d'obtenir l'impédance caractéristique de la ligne, quand on connaît les diamètres des conducteurs intérieurs et varie et, par suite, provoque des variations d'impédance caracteristique. La sensibilité aux agents atmosphériques peut être éliminée en grande partie en protégeant les lignes par des substances imperméables.

Dans le cas des lignes à diélectrique solide aussi, il faut distinguer entre les lignes bifilaires les lignes à quatre conducteurs et les lignes coaxiales. Les lignes bifilaires à diélectrique solide sont les plus utilisées à la réception, spécialement pour la liaison entre l'antenne et l'entrée des récepteurs FM et de télévision.

La **figure 14** représente deux types différents de ligne bifilaire d'usage courant: en A on voit une ligne à 300 ohms et en B une à 75 ohms. Cette dernière est apte à assurer la liaison aux dipôles demi-onde qui, nous le savons d'ailleurs, présentent une impédance d'entrée d'environ 73 ohms.

Un type de câble coaxial à diélectrique solide est représenté par la **figure 15**. Dans ce cas, étant donné que les conducteurs sont maintenus à leur place par le diélectrique, il est possible d'employer à l'intérieur un conducteur à tresse blindée, qui présente l'avantage de permettre une meilleure conduction des signaux à haute fréquence. Contrairement au cas des lignes bifilaires dont on emploie, selon les besoins, les deux types, à air et à diélectrique solide, dans le cas du câble coaxial, on utilise presque toujours le type à diélectrique solide.

Les câbles coaxiaux à diélectrique solide que l'on trouve dans le commerce ont une impédance caractéristique de 50 ou 75 ohms. L'impédance d'un câble coaxial à diélectrique solide peut être calculée facilement lorsqu'on connaît la permittivité du diélectrique utilisé. Il est suffisant de déterminer l'impédance d'un câble coaxial constitué de conducteurs ayant le même diamètre, mais situés dans l'air; ce qui est très facile au moyen du graphique de la figure 13. Ensuite on divise la valeur obtenue par $\sqrt{\varepsilon}$, où ε représente la permittivité ou constante diélectrique; celle-ci étant pour n'importe quel matériau, supérieure à celle de l'air, il s'ensuit que l'impédance caractéristique des câbles coaxiaux à diélectrique solide est, dans tous les cas, plus petite que celle correspondant aux câbles coaxiaux à diélectrique air.

Réflexion de l'énergie le long d'une ligne

Dans une ligne de transmission, de longueur indéfinie, le signal de l'émetteur se transforme en ondes qui se propagent le long du conducteur.

Considérons une ligne de longueur déterminée, $\lambda/2$ par exemple, avec les deux conducteurs interrompus aux extrémités comme s'ils étaient coupés net. Dans ce cas les ondes qui se propagent le long de la ligne atteignent l'extrémité ouverte et sont réfléchies.

Ce phénomène provoque la formation d'ondes stationnaires de tension et de courant, hors de phase comme dans une antenne (**figure 17**).

Les ondes réfléchies constituent l'énergie qui n'a pas été absorbée par la charge mais réfléchie le long de la ligne. Cet inconvénient ne devrait pas se vérifier dans une ligne de transmission dont le but est de transférer le plus d'énergie possible à la charge.

Si l'énergie est réfléchie, il se forme des ondes stationnaires, ce qui indique un changement dans le rapport tension courant le long de toute la ligne.

Si toute l'énergie est réfléchie par la borne de sortie, c'est que l'impédance est purement réactive le long de la ligne. Si une partie de l'énergie est absorbée et le reste est réfléchi, c'est que l'impédance de la ligne est résistive (plus grande ou plus petite de l'impédance caractéristique) ou bien possède soit des composants résistifs soit réactifs.

Si on n'a pas d'ondes réfléchies et, par conséquent, d'ondes stationnaires, on a affaire à une ligne de longueur indéfinie. Dans ce cas, l'impédance est égale à l'impédance caractéristique. Lorsque l'émetteur envoie un signal dans une ligne d'impédance égale à l'impédance caractéristique ,il n'y a ni ondes stationnaires ni réflexions. Si aux bornes de sortie on place une charge

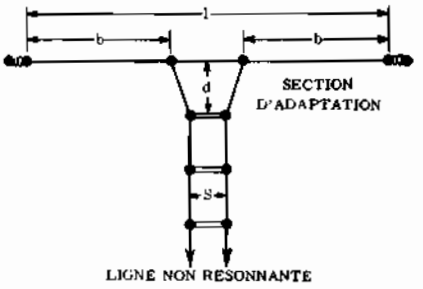


Fig. 16 - Adaptation en « delta » entre une ligne bifilaire et un dipôle La ligne se termine à une distance critique de l'antenne et elle est reliée à deux points de celle-ci, symétriques par rapport au centre.

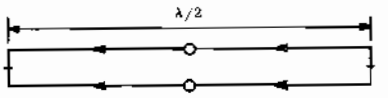


Fig. 17 - A - Dipôle multifilaire, constitué par plusieurs conducteurs, dont l'un est détaché des autres, sauf aux extrémités. L'impédance caractéristique qui en résulte est quadruple de celle d'un dipôle normal.

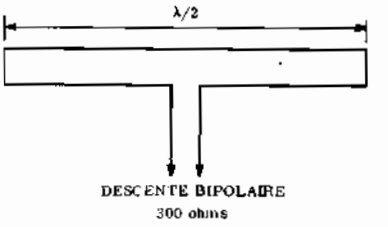


Fig. 17 B - Adaptation de la ligne de transmission à un dipôle du du type de la figure 17 A. Elle est plus simple que l'adaptation « delta », et elle est moins critique.

résistive égale à l'impédance caractéristique, on obtient le même résultat que si l'on avait réuni l'émetteur à une ligne de longueur indéfinie.

Par conséquent, une ligne fermée de cette façon ne donne pas lieu à des réflexions d'énergie ni à des ondes stationnaires. Il en suit le maximum d'énergie transféré de l'émetteur à l'antenne.

Comme on a déjà vu, c'est comme si les inductances, les capacités et les résistances étaient réparties uniformément le long de la ligne de transmission.

Ainsi aucune réflexion d'énergie ne se produit, à moins que l'impédance en un point de la ligne ne soit différente de celle due aux constantes réparties. Les ondes qui se propagent, atteignant la charge, se trouvent en présence d'une impédance différente de celle qu'on a le long de la ligne, donnant lieu à des ondes stationnaires ou bien à des réflexions d'énergie. On rencontre ces dernières dès que la charge s'éloigne quelque peu de l'impédance caractéristique.

Dans le cas où la ligne se ferme sur une charge sésistive de basse valeur, ou bien de valeur plus élevée que l'impédance caractéristique. On obtient respectivement le même resultat qu'avec une ligne fermée ou ouverte à une extrémité.

Dans le premier cas, lorsque la charge résistive est basse, il se forme des ondes stationnaires qui présentent des noeuds et des ventres aux mêmes points que dans une ligne ayant la même extrémité fermée.

Toutefois, les amplitudes des ondes stationnaires sont plus faibles et les noeuds n'atteignent plus la valeur zéro.

Ce phénomène se produit parce qu'une partie de l'énergie est absorbée par la résistance de basse valeur, même si la plus grande partie est réfléchie vers la source. A ce point confrontons la fig. 17-A avec la **figure 18-A** afin d'observer l'allure des tensions et des courants le long d'une ligne fermée.

Dans la figure **18-B**, la ligne se ferme sur une résistance de valeur élevée qui donne lieu à des ondes stationnaires semblables à celles de la figure 17-B. Dans ce cas aussi la différence réside seulement dans l'amplitude de l'onde stationnaire.

Jusqu'à présent on a supposé que la charge était placée au bout de la ligne, même si elle pouvait l'être en des points intermédiaires. On peut relier la charge par exemple, à 1/16 de λ de la borne d'une ligne fermée, de λ/4 de longueur. Dans ce cas le générateur, ou la source, est relié en un point de haute tension et de bas courant, tandis que la charge est connectée en un point de basse tension et de haut courant. Ce type de branchement n'est pas très facile à réaliser car il est très difficile de fermer la ligne sur une charge égale à l'impédance caractéristique, ce qui donnera lieu à des réflexion et à des ondes stationnaires.

COUPLAGE avec les ANTENNES

En ce qui concerne la liaison émetteur-antenne, les lignes de transmission adoptées le plus fréquemment sont: la ligne bifilaire à diélectrique solide de 300 Ω, la ligne bifilaire à air d'environ 500 Ω et le câble coaxial de 50 Ω. De ce qui a été dit plus haut, nous pourrons déduire que des ondes stationnaires ne se produisent pas dans le cas où l'impédance d'entrée de l'antenne est totalement résistive et égale l'impédance caractéristique de la ligne, parce que l'énergie circule exclusivement dans le sens émetteur-antenne, sans subir de réflexion.

Lorsqu'au contraire, à l'extrémité de la ligne de transmission reliée à l'antenne, il se produit une réflexion partielle, des ondes stationnaires d'amplitude proportionnelle au T.O.S. se forment le long de la ligne. La réflexion peut avoir deux causes:

1 - Une désadaptation d'impédance entre la ligne de transmission et l'antenne.

2 - Le fait que l'impédance d'entrée de l'antenne soit partiellement réactive.

Naturellement, une réflexion totale ne se produira jamais dans aucun des deux cas et il n'y aura pas de noeuds où la tension s'annule, ni de ventres où elle devient le double de celle fournie par l'émetteur. Toutefois, en mesurant la tension le long de la ligne, on peut constater des maxima et des minima fortement prononcés.

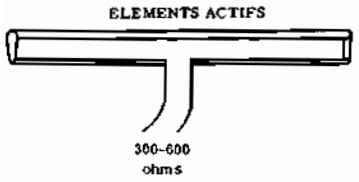


Fig. 18 A - Dipôle dans lequel le conducteur supérieur possède un diamètre plus grand que le conducteur inférieur. L'impédance caractéristique qui en résulte est beaucoup plus grande que celle d'un dipôle normal et dépend du rapport entre les deux diamètres des conducteurs.

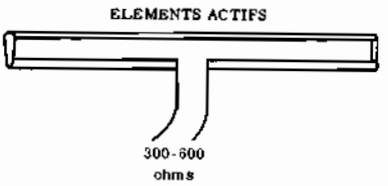


Fig. 18 B - Cas opposé au précédent. Le conducteur supérieur possède un diamètre plus petit que le conducteur inférieur. L'impédance qui en résulte est plus petite que le quadruple de celle d'un dipôle normal.

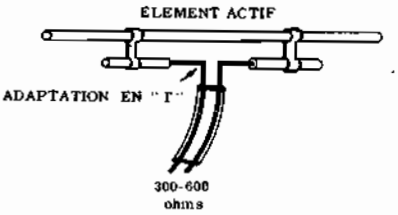


Fig. 19 - Adaptation en « T », analogue à celle d'un dipôle bifilaire. Dans ce cas, on a une différence entre les longueurs des deux segments. L'adaptation d'impédance s'améliore en faisant varier la position des deux pinces de fixation.

Lignes non accordées. - Comme nous le savons, les lignes de transmission non accordées sont celles où l'on fait en sorte d'éviter les ondes stationnaires, c'est-à-dire les réflexions d'énergie vers l'émetteur.

Les types les plus communs de liaison ou, plus exactement, **d'adaptation** sont: l'adaptation en «delta» pour les « dipôles multifilaires » et l'adaptation en « T ».

Considérons tout d'abord **l'adaptation en « delta »**, représentée par la **figure 16**. La ligne de transmission est une ligne bifilaire normale à diélectrique air, jusqu'à une distance **d** de l'antenne. En ce point, les deux conducteurs commencent à s'éloigner l'un de l'autre, en formant une marche en forme d'Y. Cela apporte une diminution graduelle de la capacité répartie et, par conséquent, une augmentation de l'impédance caractéristique. Les deux branches de l'Y sont reliées à l'antenne en des points symétriques par rapport au point central et correspondant à une impédance caractéristique intermédiaire entre l'impédance normale de la ligne et celle qu'elle présente aux bornes de l'Y (ce qui est, nous l'avons déjà dit, important).

Cette adaptation ets très critique et les valeurs de **l** (longueur de l'antenne), de **d**, et de **b** doivent être soigneusement calculées, d'après les expressions suivantes qui dépendent de la fréquence de transmission:

$$l = 140,2\ F; \qquad b = 53\ F; \qquad d = 45\ F$$

dans lesquelles **F** est la fréquence en MHz; toutes les longueurs sont exprimées en mètres. Une différence même très légère est suffisante pour déterminer des réflexions, avec pour conséquence des ondes stationnaires dans la ligne de transmission.

Un **dipôle multifilaire** est une antenne normale dipôle, formée de plusieurs conducteurs rapprochés ou entrelacés. L'impédance d'un dipôle multifilaire est à peine supérieure à celle d'un dipôle à conducteur unique, jusqu'à ce que tous les conducteurs qui le constituent soient étroitement en contact en tous les points de sa longueur. Si, au contraire, un conducteur se sépare totalement des autres, sauf aux points extrêmes, on obtient une antenne du type de la **figure 17-A**. Ce type particulier de multifilaire possède une impédance caractéristique égale au quadruple du type normal. C'est pourquoi dans le cas du dipôle demi-onde, l'impédance d'entrée passe de 75 à 300 ohms.

L'adaptation d'un dipôle multifilaire du type que nous venons de décrire est obtenue au moyen de la disposition de la figure 17-B. Elle est, on le voit, plus simple que celle en « delta » précédemment décrite, étant donné qu'aucun calcul n'est nécessaire pour obtenir les points de liaison, ni aucune modification dans la dernière partie de la ligne. On a, en outre, un second avantage: l'impédance de l'antenne n'est plus invariable, mais au contraire elle peut être modifiée à volonté, au moyen du procédé suivant.

Si les deux conducteurs, supérieur et inférieur, qui constituent le dipôle en question, sont du même diamètre, l'impédance est effectivement le quadruple de celle du dipôle simple. Si, au contraire, la partie supérieure a un diamètre plus grand que la partie inférieure, comme on le voit sur la **figure 18-A**, on obtient une impédance supérieure. Elle dépend, de toute façon, du rapport entre les deux diamètres. Dans le cas contraire, à savoir lorsque la partie supérieure, a un diamètre plus petit que la partie inférieure, comme le montre la figure 18-B, on obtient une impédance inférieure à celle correspondant au quadruple du dipôle normal.

Considérons, enfin, le cas de **l'adaptation en T**. Il s'agit (**figure 19**) d'une adaptation similaire à celle du dipôle bifilaire, à moins que la partie inférieure soit plus courte que la partie supérieure. Cette adaptation donne des résultats meilleurs que ceux du dipôle bifilaire pour des fréquences allant jusqu'à 30 MHz; pour les fréquences supérieures cette dernière est préférable.

Les deux conducteurs d'adaptation (ceux qui forment la partie inférieure), sont reliés à la partie supérieure au moyen de deux pinces de fixation. La position de ces pinces de fixation peut être modifiée, permettant ainsi de régler l'adaptation par rapport à la fréquence du signal d'entrée, afin d'obtenir les meilleures conditions (le maximum de rayonnement et le minimum de réflexion).

Leçon n° 123

QUESTIONS sur les LEÇONS 121 et 122

N. 1 — Qu'entend-on par « antenne » ? Quel est son rôle spécifique vis à vis d'un récepteur ou d'un émetteur ?

N. 2 — De quels facteurs dépend l'intensité du champ électromagnétique rayonné par une antenne dans l'espace environnant ?

N. 3 — Dans quel cas une antenne est-elle parcourue par un courant ayant l'intensité maximum possible ?

N. 4 — Quels sont les cas où l'on obtient, le rayonnement maximum d'énergie à haute fréquence ?

N. 5 — Dans l'étude de la répartition le long d'une antenne de la tension et du courant, qu'entend-t-on par « ventre » et par « noeud » ?

N. 6 — De quelle façon définit-on d'habitude le « taux d'ondes stationnaires » (T.O.S.) ?

N. 7 — Pour quelle raison une antenne calculée suivant la longueur d'onde, doit-elle avoir une longueur effective légèrement inférieure à la valeur calculée, c'est-à-dire inférieure à un multiple de demi-longueur d'onde ?

N. 8 — Qu'est-ce qu'un dipôle ?

N. 9 — Qu'entend-on par impédance d'une antenne ? Peut-on considérer cette valeur comme une valeur absolue ?

N. 10 — De quelle façon peut-on définir la résistance de rayonnement d'une antenne ?

N. 11 — Qu'est-ce qu'un diagramme de rayonnement, et à quoi sert-il ?

N. 12 — Qu'entend-t-on par « antenne isotropique » ?

N. 13 — Qu'est-ce qu'une ligne de transmission ?

N. 14 — De quelle façon est-il possible d'éviter le rayonnement d'énergie à haute fréquence, de la part d'une ligne de transmission ?

N. 15 — Combien de types de câbles utilise-t-on pour les lignes de transmission ? Comment sont-ils, à leur tour, subdivisés ?

N. 16 — Qu'entend-on par « impédance caractéristique » d'une ligne de transmission ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 955

N. 1 — La perception simultanée de sons provenant de directions différentes, procurant ainsi une sensation de relief sonore.

N. 2 — En envoyant à deux amplificateurs différents les signaux qui proviennent de deux microphones séparés, disposés de chaque côté d'un côté de la source sonore (orchestre).

N. 3 — Sur un disque, ou sur un ruban ayant au moins deux pistes disponibles simultanément.

N.4 — Alignées, c'est-à-dire de sorte que les entrefers relatifs puissent se trouver sur la même perpendiculaire à l'axe longitudinal du ruban.

N. 5 — Dans l'enregistrement des deux canaux sur un sillon unique, avec un angle de 90°. En d'autres termes, ils sont inclinés de 45°, en sens opposé, par rapport à la normale (perpendiculaire à la surface du disque).

N. 6 — Pour la répartition équitable entre les deux canaux des distorsions inévitables, et pour la réduction importante des perturbations dues à la structure granuleuse du matériau du disque (bruit de fond).

N. 7 — L'influence mutuelle entre les deux canaux d'un ensemble stéréophonique c'est-à-dire l'intermodulation des deux canaux.

N. 8 — Sur le fait que les signaux peuvent être prélevés séparément au moyen de deux paires d'électrodes métalliques disposées sur les côtés du cristal, correspondant aux deux faces perpendiculaires aux axes de vibration. De plus, il est à 45° par rapport au plan horizontal du disque.

N. 9 — Lorsque les signaux de magnétisation d'une des deux traces arrivent à s'étendre jusqu'à atteindre la trace de l'autre canal.

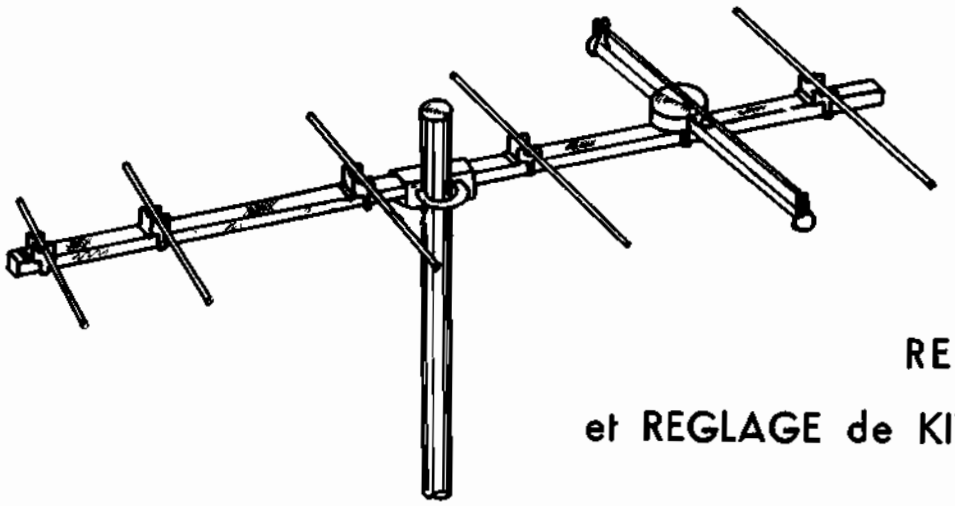
N. 10 — A répartir équitablement les deux signaux entre les canaux, jusqu'à obtenir un bon équilibre entre les deux puissances sonores.

N. 11 — La commande de balance est utilisée pour régler l'équilibre entre les 2 haut-parleurs (stéréophonie) et permettre de centrer le son.

N. 12 — Normalement l'équilibre est réalisé et la commande de balance est à mi-course, mais quelquefois, il peut se passer que la position de la commande soit comprise un peu plus d'un côté ou de l'autre, cela ne révélant pas une anomalie.

N. 13 — Lorsque cette commande est en position « filtre », il se produit une atténuation simultanée des hautes et des basses fréquences. Ce dispositif peut être utilisé avec les sources musicales de médiocres qualités comme des disques rayés, etc...

N. 14 — Oui, on peut l'utiliser pour l'écoute des bandes magnétiques enregistrées mais on ne peut pas l'utiliser pour l'enregistrement sur une platine dépourvue de préamplificateur d'enregistrement.



REALISATION et REGLAGE de KIT'ANTENNE

DECOUPAGE DES ANTENNES KIT EN BANDE, CANAUX ET NOMBRE D'ELEMENTS

Utilisation	Bande	Canaux fréquences d'émission en MHz	nombre d'éléments	Réf. « Kit Antenne »
Télé 1ère chaîne	I	de 40 à 67	1	B 11
télé » »	I	de 40 à 67	2	B 12
télé » »	I	de 40 à 67	3	B 13
télé » »	I	de 40 à 67	4	B 14
FM	II	de 87 à 104	1	B 21
FM	II	de 87 à 104	2	B 22
FM	II	de 87 à 104	3	B 23
FM	II	de 87 à 104	4	B 24
FM	II	de 87 à 104	5	B 25
FM	II	de 87 à 104	additif + 2	AB 2
Télé 1ère chaîne	III	de 164 à 223	2 - 3	B 33
télé » »	III	de 164 à 223	3 - 4	B 34
télé » »	III	de 164 à 223	5 - 6	B 36
télé » »	III	de 164 à 223	7 - 8	B 38
télé » »	III	de 164 à 223	9 - 10	B 310
télé » »	III	de 164 à 223	11 - 12	B 312
télé » »	III	de 164 à 223	13 - 14	B 314
télé » »	III	de 164 à 223	additif + 2	AB 3
Télé 2ème chaîne	IV-V	de 470 à 862	6	B 456
télé » »	IV-V	de 470 à 862	10	B 4510
télé » »	IV-V	de 470 à 862	14	B 4514
télé » »	IV-V	de 470 à 862	18	B 4518
télé » »	IV-V	de 470 à 862	22	B 4522
télé » »	IV-V	de 470 à 862	26	B 4526
télé » »	IV-V	de 470 à 862	32	B 4532
télé » »	IV-V	de 470 à 862	additif + 2	AB 45
	B I	de 470 à 862	additif radiateur	AR I
	B II	de 470 à 862	» »	AR II
	B III	de 470 à 862	» »	AR III
	B IV-V	de 470 à 862	» »	AR IV

La conception mécanique des ensembles Kit'antennes permet d'exécuter une antenne dans les meilleures conditions sans usinage particulier. L'antenne en Kit répond à toutes les exigences techniques et permet ainsi d'accéder facilement aux performances idéales de réception.

DU CHOIX de VOTRE ANTENNE

Les fréquences en mégahertz (MHz) utilisées pour la transmission du son **FM** ou des images télévisées se répartissent en bandes I, II, III, IV et V. Ces bandes se subdivisent en un certain nombre de canaux.

Le choix de votre antenne se fera donc dans une bande déterminée, sans tenir compte du canal à recevoir (voir tableau ci-contre). Vous ajustez vous même les différentes longueurs d'éléments et déterminez leur espacement à l'aide du système « Ondocalcul » décrit plus loin.

DESCRIPTION et ROLE de CHAQUE COMPOSANT de L'ANTENNE

L'antenne en Kit comprend:

1°) Un tube devant supporter les éléments, appelé tube support.

2°) Les éléments: Réflecteurs - Dipôles, Directeurs.

3°) Les accessoires de montage et de fixation.

4°) Le système de calcul des dimensions; la règle « Ondocalcul ».

DESCRIPTION DETAILLEE

1°) **Le tube support.** - Ce support est réalisé à partir d'un tube de section carrée de 20 millimètres, en alliage Duralinox AMG 3/4 dur. Ces tubes se présentent aux différentes longueurs prévues, pour réaliser tous les types d'antennes; la **figure** 1 montre le système de raccordement mécanique.

2°) **Les éléments.** - Les éléments sont la partie active de l'antenne. Ils ont pour rôle de concentrer l'énergie électro-magnétique sur le capteur de cette énergie qu'est le dipôle. Ces éléments prennent, des noms différents suivant leurs rôles respectifs.

a) Le réflecteur joue le rôle d'un miroir réfléchissant les ondes vers le dipôle, et fait écran à celles qui pourraient éventuellement venir de l'arrière (échos).

3°) **Le dipôle** capte l'énergie électromagnétique et la transforme en courant. Nous notons qu'afin d'obtenir des impédances diverses suivant le type d'antenne construit, un additif est prévu, (voir planche n° 1).

4°) **Les directeurs** rayonnent à nouveau, après avoir été induit, l'énergie électromagnétique qu'ils ont captée et la transmettent en chaîne, d'éléments en éléments jusqu'au dipôle. Pour que les différentes sources d'énergie émanant des divers directeurs puissent s'additionner, les espacements entre ceux-ci devront être ajustés afin d'obtenir le maximum de gain. Ainsi que leurs noms l'indiquent, les directeurs donnent de la directivité à l'antenne et ceux-ci devront être dirigés vers l'émetteur.

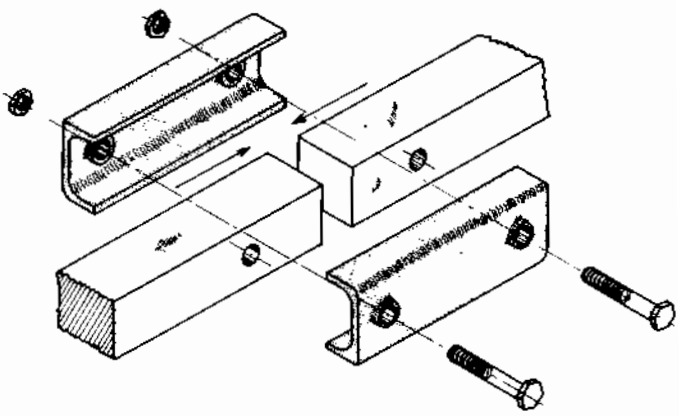


Figure 1

LES ACCESSOIRES de MONTAGE

La fixation des éléments est fabriquée industriellement et répond à tous les critères, de simplicité, maniabilité et solidité, elle est réalisée à partir d'un alliage d'aluminium spécial lui conférant une certaine élasticité; elle comprend 4 parties:

Le clips lui-même (a)

Les vis de fixation (b)

Le ressort conique (c)

La bague (d)

Cet ensemble permet la rotation à 90° de l'élément pour le transport ou le stockage.

L'originalité, sans précédent, sur le marché internationnal, de l'antenne « Kit » est le déplacement possible de l'élément tout le long du mât support, avec possibilité de fixation définitive à l'endroit précis, là où le maximum de gain est obtenu. Cela confère aux antennes ainsi réalisées des qualités certaines, pour chaque cas ou point de réception. A partir de ces données, il sera possible de construire toutes les antennes que l'on désirera.

LES FIXATIONS D'ANTENNES AU MAT PORTEUR

Celles-ci sont destinées à fixer l'antenne sur le mât porteur. Il en existe 4 types.

a) fixation simple.

b) fixation simple orientable; cette fixation permet l'inclinaison de l'antenne dans le plan vertical jusqu'à 30°. On sait déjà qu'une antenne doit être placée dans le plan de rayonnement de l'émetteur, or ce rayonnement peut très bien être modifié par un

obstacle qui le diffracte. le train d'ondes se trouvant ainsi dirigé vers le sol. Le fait d'incliner l'antenne vers le ciel replacera celle-ci exactement dans le plan de rayonnement et captera ainsi le maximum d'énergie électromagnétique.

c) fixation orientable grand modèle.

d) fixation orientable modèle géant, pour antenne très longue.

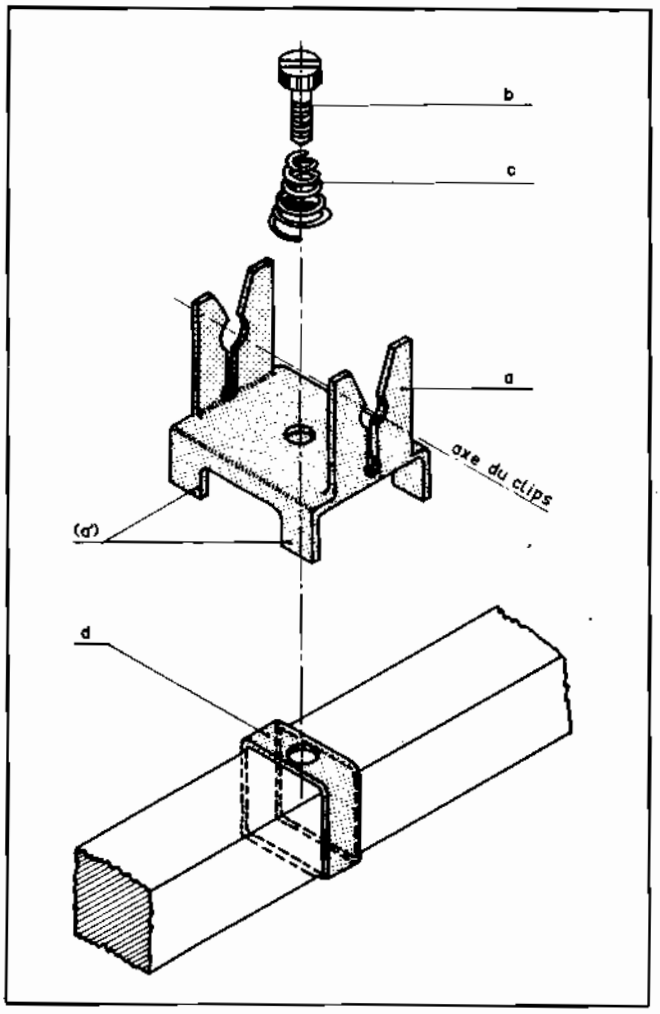


Figure 2

ONDOCALCUL

Mode d'emploi.

Vous désirez connaître les fréquences son et image de l'émetteur Paris 1ère chaîne (8 A).

Faire apparaître dans la fenêtre marquée « canal » le chiffre « 8A » en agissant sur la glissière. Dans les fenêtres marquées « fréquence son », « fréquence image », paraissent respectivement, 174.10 et 185,25.

Vous pouvez aussi connaître, à partir de cette donnée la fréquence médiane 179,67 MHz, la longueur d'onde moyenne 1,669 mètre et la demi-longueur d'onde 0,834 m.

En face des éléments des antennes dessinées apparaissent les dimensions à donner à ceux-ci. les fenêtres situées entre les éléments indiquent les espacements.

Il est évident qu'à partir d'une de ces données, on peut retrouver les autres.

Ondocalcul est un véritable outil de travail pour tous les techniciens si l'on pense que tous les canaux, toutes les bandes VHF et UHF sont répertoiriées, tant en normes françaises, CCIR et Britanniques, sans oublier la FM.

MISE au POINT des ANTENNES

Après vous être servi de « Ondocalcul » vous avez dégrossi votre antenne, vous connaissez la longueur de vos éléments. et la longueur totale de votre antenne, par les espacements nécessaires entre les éléments.

Cette antenne ainsi réalisée vous donnera d'excellents résultats qui pourront se comparer aux meilleures antennes distribuées dans le commerce.

Mais là commence votre véritable rôle de technicien si vous voulez obtenir le maximum de rendement.

Afin de simplifier les explications, nous appellerons les éléments de la manière suivante, en regardant dans la direction de l'émetteur.

— réflecteur, le brin situé derrière le dipôle;

— dipôle, le brin sur lequel est connecté le câble coaxial;

— 1er directeur, le brin situé après le dipôle;

— 2ème directeur, le brin situé après le 1er directeur;

— directeurs communs, le 3ème brin et au-delà.

1°) Placer les directeurs communs à la distance requise et les fixer.

2°) Aux distances indiquées pour le réflecteur, le dipôle, le premier et le deuxième directeur, les placer sur le tube carré sans les fixer, puis en les glissant délicatement l'un vers l'autre, rechercher la position qui donne le maximum de gain.

Le premier directeur sera ajusté au maximum de gain sur l'image pour les canaux pairs et au maximum de son pour les canaux impairs (standard français).

Le deuxième directeur sera ajusté au maximum de gain sur le son pour les canaux pairs et au maximum de gain sur l'image pour les canaux impairs (standard français). Parfaire le réglage on éloignant ou rapprochant le réflecteur du dipôle.

MONTAGE

Présenter bout à bout les différents éléments du tube support.

Placer à côté les pièces de raccordement **figure 2**.

Assembler la vis de fixation (b) le clips (a), sur la bague (d) en intercalant le ressort (c) entre la tête de la vis et le clips (figure 2). Déterminer les espace-

ments des différents éléments à l'aide du système ONDOCALCUL.

Positionner les ensembles de fixation (a. b. c. d.), axe longitudinal du clips, en glissant les bagues (d) autour du tube support, de manière à ne pas être gêné par les pièces de raccordement pour un réglage éventuel. Mettre le clips (a) en position de cavalier de manière à ce que les petites pattes (a') positionnent l'axe du brin perpendiculaire au tube support et que l'effet de ressort l'applique sur ce dernier. Les deux bagues avec vis sans tête nécessaires pour la fixation du boîtier de radiateur (**figure 3**) doivent être positionnées à 25 mm de part et d'autre de l'axe déterminé de celui-ci.

Raccorder les éléments du tube support à l'aide des raccords et des boulons accessoires; les bossages intérieurs doivent s'inscruster dans les trous des tubes (fig. 1).

Couper éventuellement les extrémités du tube support non utiles.

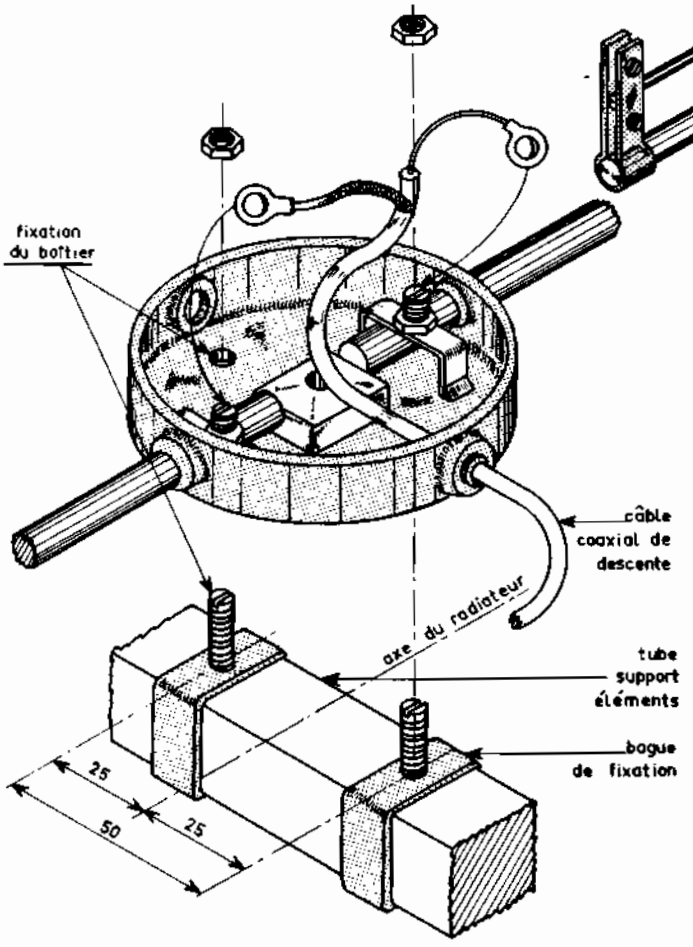


Figure 3

Le système ONDOCALCUL ayant déterminé la longueur des différents brins, couper ceux-ci à dimension et les fixer par clips, après avoir réglé leur centrage, en exerçant une pression sur le brin. Tenir compte pour le tube radiateur qui est en deux parties, d'un espace central isolant de 10 mm qui se répercutera de 5 mm en moins sur chaque demi-élément, boucher ces deux demi-éléments avec les embouts plastiques, les positionner dans le boîtier après avoir coupé les extrémités des tétines d'étanchéité à une dimension des deux tiers environ du diamètre du tube. Serrer les vis sans tête; les écrous de ces dernières serviront à la connexion du câble coaxial après l'avoir passé dans une tétine d'étanchéité coupée à un diamètre inférieur d'un tiers, afin d'obtenir un serrage étanche.

Votre antenne proprement dite est faite il ne

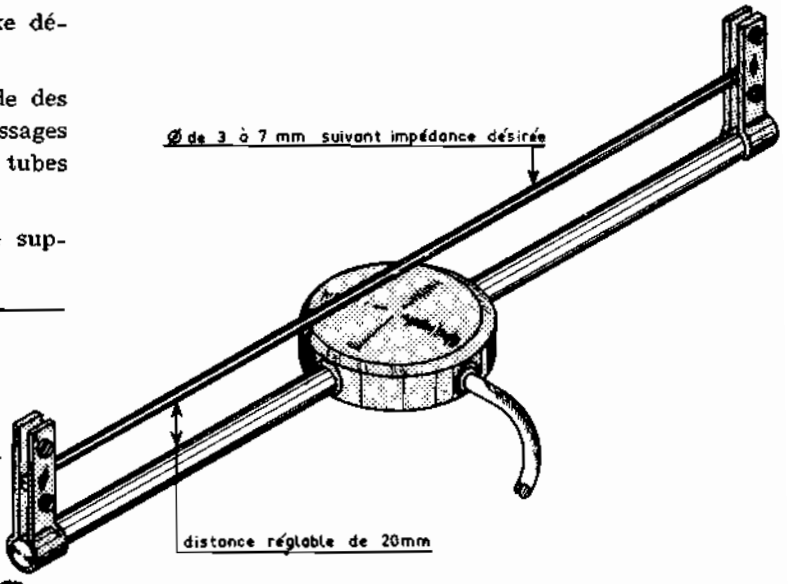


Figure 3 bis

vous reste plus qu'à en effectuer le réglage particulier. Pour le transport ou le stockage, vous réduirez son encombrement sans en modifier le réglage, par simple traction sur le brin afin de dégager les pattes de centrage, ce qui permet la rotation de l'ensemble autour de sa vis de positionnement. Le retour à la position initiale reconstitue instantanément votre antenne.

Maintenant il faut fixer cette antenne à un mât. Pour ce faire « Kit - Antenne » met à votre disposition quatre fixations différentes, qui toutes se superposent aux pièces de raccordement, dont on remplace les boulons par un étrier passant autour du mât. Ces fixations se positionnent par leurs creux sur les bossages extérieurs des pièces de raccordement.

a) **Figure 4**: Fixation simple.

b) **Figure 4**: Fixation simple orientable en cinq positions de 0 à 30°.

Ces deux fixations conviennent aux petites antennes.

Lorsque l'antenne atteint une certaine dimension, il est nécessaire de renforcer sa linéarité. Les ensembles Kit pour grandes antennes comprennent donc un certain nombre de tubes, qui servent de rail inférieur de renfort, assemblés par des pièces de raccordement identiques à celles de l'antenne et des plaques en-

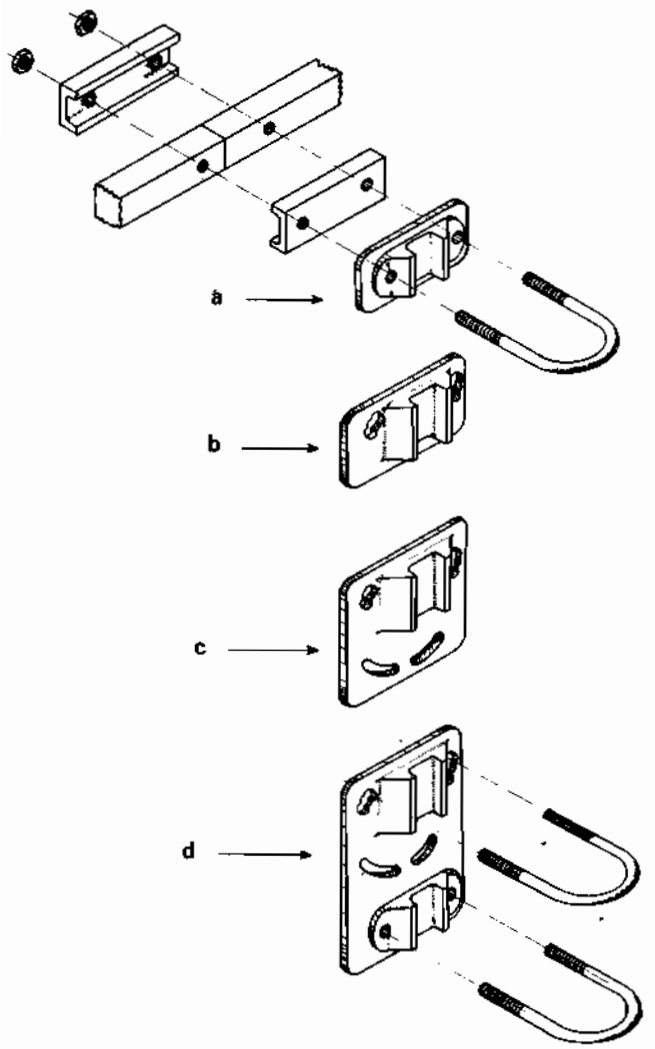


Figure 4

a) fixation simple
b) fixation simple orientable
c) fixation double orientable
d) fixation double orientable renforcée à double etrier

tretoises (**figure** 5) carrées, percées de quatre trous, se fixant à l'aide des vis des pièces de raccordement et de part et d'autre de celles-ci, afin d'assembler

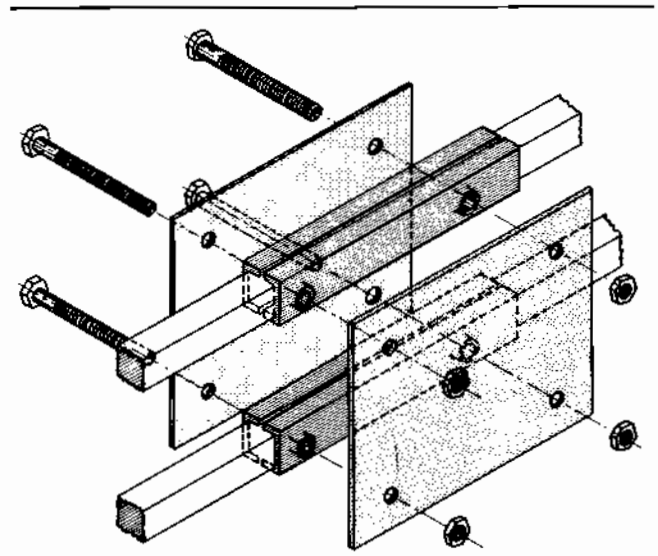


Figure 5

l'antenne et son renfort. Ce rail de renfort inférieur est boulonné à la pièce de fixation (c) fig. 4, dans les boutonnières en arc de cercle, laissant la possibilité d'orientabilité de l'ensemble tout en lui conférant une grande rigidité.

Pour obtenir l'orientabilité, il suffit de desserrer les boulons du renfort sur la pièce de fixation ainsi que le cavalier de manière à échapper les bossages des pièces de raccordement, des trous de positionnement de la fixation.

Pour les très grandes antennes, il est bon d'avoir une fixation attachée au mât par deux étriers, ce qui est obtenu avec la fixation (d) fig. 4.

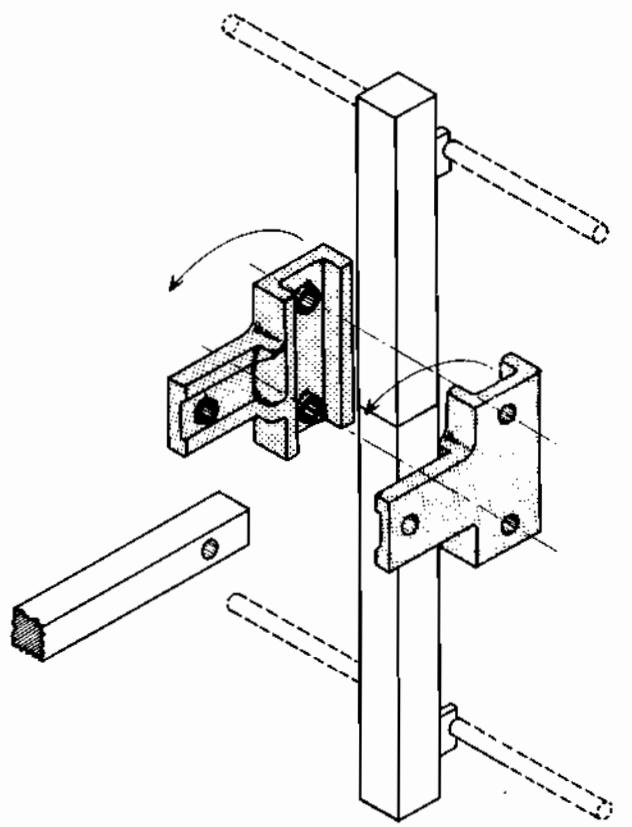


Figure 6

Pour de meilleurs résultats, il est quelques fois nécessaire d'adapter à l'arrière de l'antenne un réflecteur digone ou trigone. Kit - Antenne met à votre disposition un additif permettant la réalisation de cet ensemble.

Une double pièce en T, avec bossage intérieur de positionnement des tubes se fixe à l'extrémité arrière de l'antenne, par la jambe du T, à l'aide d'un boulon.

Les deux tubes se fixent dans les bras du T. En desserrant le boulon de fixation sur l'antenne, il est possible de basculer l'ensemble et d'en réduire l'encombrement, soit pour le transport, soit pour le stockage (**figure** 6).

Le mât ainsi que sa fixation, soit après une cheminée (cerclage), un mur (pattes à sceller) ou une poutre (pattes à visser), peuvent être fournis sur demande par Kit - Antenne.

Kit disponible à Kit'Antenne B.P. 53, Les Andelys 27.

Leçon n° 124

PROPAGATION des ONDES

Dans les premières leçons, nous avons vu que les ondes électromagnétiques étaient constituées par la coexistence d'un **champ électrique** et d'un **champ d'induction magnétique** qui se propagent perpendiculairement entre eux. Les deux champs se présentent à chaque instant, dans l'espace, comme l'indique la **figure 1**. Ils sont en quadrature dans l'espace et en phase dans le temps. Cela résulte de la théorie électromagnétique de Maxwell. Les deux champs, qui sont également perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde sont inséparables puisque l'un (le champ magnétique) est la conséquence de l'autre (le champ électrique).

La **figure 2** représente, vue en perspective, la propagation des ondes électromagnétiques. L'axe **r** indique la direction de propagation. Les deux ondes sinusoïdales représentent, en un point quelconque de l'espace et en fonction du temps, les variations de champs électrique et magnétique. L'onde sinusoïdale dessinée dans le plan vertical indique l'intensité du **champ électrique E** et celle dessinée dans le plan horizontal, l'intensité du **champ magnétique** H. A chaque instant, les amplitudes des champs E et H sont liées entre elles par l'équation:

$$\frac{E}{H} = \frac{\mu}{\varepsilon}$$

dans laquelle μ et ε sont respectivement la perméabilité magnétique et la permittivité (ou constante diélectrique) du milieu de propagation de l'onde.

L'onde plane, que nous venons de décrire, n'est pas la seule forme d'onde existante.

En effet, si l'on considère une source d'énergie dont le rayonnement est identique dans toutes les directions de l'espace, à un instant déterminé, l'onde rayonnée est une sphère dont le centre est situé sur la source. Nous avons alors affaire à une **onde sphérique**.

Cependant, à grande distance, pour un observateur placé sur une surface d'onde de grand rayon, l'onde apparaît plane, de même que la terre nous apparaît comme étant une surface plane.

Pratiquement, une antenne d'émission rayonne toujours des ondes sphériques mais, à une certaine distance de celle-ci, de l'ordre de quelques dizaines de longueurs d'ondes, l'onde sphérique pourra être assimilée à une onde plane; contrairement à l'onde sphérique, elle s'atténue en se propageant.

Signalons enfin, que les ondes sphériques ne sont pas elles non plus, les seules que nous puissions trouver dans les aériens: il existe en effet, certains types d'antennes qui rayonnent des **ondes cylindriques**. C'est le cas par exemple, pour un alignement de petites antennes dipôles identiques, toutes en phase, à la suite les unes des autres et alimentées par la même source.

Dans l'étude de la propagation des ondes électromagnétiques, il faut également tenir compte du phénomène de **polarisation**. En effet, dans les ondes électromagnétiques planes, les champs électrique et magnétique vibrent toujours dans le même plan. C'est cette propriété que désigne le terme: polarisation.

L'onde représentée par les figures 1 et 2 est une onde polarisée, puisque le champ électrique a toujours une direction verticale et le champ magnétique une direction horizontale. Etant donné qu'en radiotechnique on considère surtout le champ électrique, le plan de polarisation de l'onde est, par définition, celui dans lequel vibre le champ électrique. Si ce champ est horizontal, la polarisation est horizontale; elle est verticale si E est vertical.

En plus de la polarisation « plane », que nous avons signalée, il faut considérer la polarisation circulaire phénomène assez fréquent dans la propagation des ondes électromagnétiques à haute fréquence. Dans ce cas, la direction du champ électrique tourne uniformément et, par suite, la direction du champ magnétique, à 90°.

La polarisation est un facteur très important, étant donné qu'une perte d'énergie à haute fréquence considérable se produit dans le cas où l'antenne réceptrice n'est pas située dans le plan de polarisation de l'onde. Par exemple, si l'antenne réceptrice est verticale, alors que l'onde est polarisée horizontalement, le rendement de l'antenne est très mauvais.

Lorsqu'une onde s'éloigne d'une antenne émettrice verticale, elle se propage dans l'espace de la manière indiquée par la **figure 3**. Comme on peut le voir, l'énergie rayonnée avec une inclinaison positive par rapport au plan horizontal (vers le haut) continue à se répandre, en formant ce qu'on appelle **l'onde spatiale**. Une partie de l'énergie rayonnée vers le bas, c'est-à-dire avec une inclinaison négative par rapport au plan horizontal, est, nous le savons d'ailleurs, réfléchie. Quant à l'autre partie, ou bien elle est absorbée par la surface terrestre, ou bien elle se propage le long de cette dernière, formant ce qu'on appelle **l'onde terrestre**, (ou onde de sol).

L'onde terrestre et l'onde spatiale sont utilisées de différente manière dans les transmissions par voie ra-

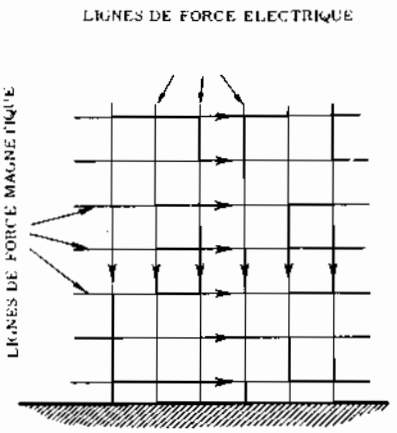


Fig. 1 - Les lignes de force électriques et magnétiques d'une onde sont toujours perpendiculaires entre elles. La direction de l'onde est, à son tour perpendiculaire aux 2 champs. Dans ce cas elle fait face à l'observateur, en dehors de la feuille, et elle se continue dans le sens opposé, c'est-à-dire au-delà de la feuille.

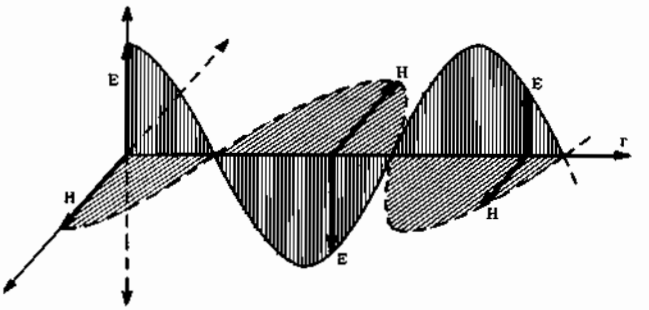


Fig. 2 - Représentation du comportement des deux champs d'une onde électromagnétique, et de l'onde elle-même, qui se propage le long de la direction « r ». « E » représente le champ électrique, et « H » le champ magnétique. Les trois dimensions sont bien évidentes.

dioélectrique. La première est employée soit pour les transmissions à courte distance, de faible puissance et de fréquence élevée, soit pour les communications à grande distance à fréquence basse et puissance considérable. La réception diurne des stations radioélectriques placées dans le voisinage du récepteur dépend, dans la gamme des ondes moyennes, de l'onde terrestre. L'onde spatiale, au contraire, est employée pour les communications diurnes à fréquence plus élevée (ondes courtes) et à grande portée. Pendant la nuit, elle constitue une excellente méthode de transmission à grande portée, même au moyen de fréquences basses.

ONDES TERRESTRES

Les ondes terrestres se divisent en deux groupes: les **ondes superficielles** et les **ondes aériennes**. Les premières se propagent effectivement à la surface de la terre tandis que les secondes se propagent dans l'espace situé immédiatement au-dessus d'elle, suivant deux parcours différents. Un de ces parcours emprunte la ligne droite reliant l'émetteur et le récepteur tandis que le second, avant d'atteindre le récepteur, tombe sur le sol qui le réfléchit (**figure 4**). Puisque ces deux ondes suivent des parcours de longueurs différentes, elles peuvent arriver au récepteur, soit en phase, soit déphasées l'une par rapport à l'autre, selon que la différence entre les distances correspond à des multiples pairs ou impairs de la demi-longueur d'onde. Par conséquent, selon la distance séparant le récepteur de l'émetteur, ces deux composantes peuvent se renforcer ou bien s'annuler. De toute façon, aucune d'elles ne subit l'influence de la couche réfléchissante et réfringente, qui se trouve très éloignée de la surface du sol et appelée « **ionosphère** ».

La partie aérienne de l'onde de sol devient considérable lorsque la fréquence de transmission est élevée, ou bien dans le cas où les antennes d'émission ou de réception se trouvent à une hauteur assez importante du sol. Lorsque les deux antennes — émettrice et réceptrice — se trouvent à proximité du sol, la composante réfléchie est déphasée de 180°, son amplitude restant la même que celle de la composante directe. Comme aucun autre déphasage ne se produit, étant donné que la longueur des deux parcours est approximativement égale, les deux composantes arrivent à l'antenne de réception en opposition de phase et s'annulent.

C'est pour cette raison que, dans la plupart des transmissions diurnes, on utilise la partie superficielle de l'onde de sol. Celle-ci au fur et à mesure qu'elle se propage à la surface du sol, induit dans celui-ci des tensions qui déterminent des courants de dispersion. L'énergie nécessaire à l'établissement de ces courants est prélevée à l'onde superficielle, de sorte que celle-ci s'affaiblit rapidement en fonction de la distance de l'antenne émettrice.

Une éventuelle augmentation de la fréquence d'émission détermine un important affaiblissement et pour cette raison, les communications au moyen de la composante superficielle de l'onde terrestre sont limitées aux fréquences relativement basses (ou ondes longues).

Du moment que les caractéristiques électriques de la surface du sol, sur laquelle l'onde superficielle se propage, restent, en fonction de temps, relativement constantes, l'intensité du signal provenant d'une station déterminée ne subit pas, en un point donné de l'espace, de variations considérables. En pratique, cela est valable pour toutes les régions du globe, à l'exception toutefois, de celles où la saison des pluies et la saison sèche sont bien définies. L'augmentation du taux d'humidité détermine de fortes variations de la conductivité et de l'absorption d'énergie par le sol.

La conductivité de l'eau de mer est environ 5 000 fois supérieure à celle du sol bien sec et cette conductivité plus grande détermine une meilleure propagation des ondes superficielles.

Ainsi la composante superficielle de l'onde terrestre est progressivement et en partie absorbée par la terre qui représente un milieu semiconducteur. De plus, sur terre, les reliefs du terrain (montagnes, collines), les arbres, les forêts, les constructions métalliques, les bâtiments, les lignes électriques constituent autant d'obstacles plus ou moins conducteurs.

Leur influence est faible, tant qu'ils sont **petits par**

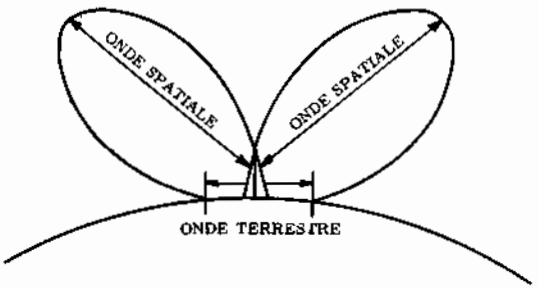


Fig. 3 - Diagramme de rayonnement des ondes émises par une antenne. On a deux directions de rayonnement vers le haut (ondes spatiales) et deux directions horizontales (ondes directes, appelées aussi « de sol »).

Fig. 4 - Propagation des ondes terrestres: comme on le voit, une fraction de celles-ci se propage en ligne droite, et une autre fraction est en partie absorbée et en partie réfléchie par la surface du sol.

rapport à la longueur d'onde. Ainsi, la propagation des **ondes longues** (kilométriques) est peu troublée par les maisons, les arbres, les collines, etc. Par contre, cette influence est grande lorsque les obstacles sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde.

C'est ainsi que les **ondes moyennes** s'affaiblissent plus rapidement dans les villes et particulièrement dans les cités comportant des bâtiments très élevés (gratte-ciels), que dans les campagnes.

Enfin, les ondes courtes et ultra-courtes sont encore plus profondément perturbées; pour celles-ci, non seulement les moindres reliefs du sol, mais également les maisons, les arbres constituent un obstacle sérieux.

ONDES SPATIALES

La partie de l'énergie rayonnée qui se propage vers le haut et vers l'extérieur, sans entrer en contact avec le sol, constitue l'onde spatiale, autrement dit « l'onde indirecte », qui se comporte d'une manière différente sur plus d'un point, de l'onde de sol.

Les ondes spatiales peuvent être subdivisées en **ondes troposphériques** et en **ondes ionosphériques**. Les unes comme les autres arrivent à l'antenne réceptrice non pas en suivant la surface du sol, mais par le haut.

La troposphère est la partie de l'atmosphère d'une dizaine de kilomètres d'épaisseur, constituée par une succession de couches concentriques à la surface de la terre, où se forment les nuages et dans laquelle nous vivons: la température y décroît avec l'altitude.

Si la troposphère était un milieu homogène, les ondes électromagnétiques s'y propageraient en ligne droite. Dans ces conditions, la portée d'un émetteur **E** situé à une altitude **h** serait donnée par la formule:

$$d = \sqrt{2\,h\,r}$$

dans laquelle **d** est la distance séparant l'émetteur du récepteur et **r**, le rayon de la terre.

Pratiquement, on constate que la portée réelle est supérieure à la portée calculée. Cela est dû au phénomène de **réfraction** atmosphérique dû à la stratosphère. Cette réfraction incurve le trajet des ondes en leur faisant tourner leur concavité vers le bas, accroissant ainsi leur portée.

Le brouillard provoque, en général, et contrairement à ce que l'on pourrait croire, une **diminution de l'intensité de la réfraction** (par diminution de l'indice de réfraction). En effet, en présence de brouillard, les ondes hertziennes sont incurvées vers le haut (au lieu de l'être vers le bas); il en résulte un affaiblissement considérable du signal dans les couches basses de l'atmosphère, qui peut aller jusqu'à l'extinction complète.

Enfin, les ondes électromagnétiques de très haute fréquence (ondes centimétriques) sont affaiblies par la pluie. Cela est dû à la réflexion, par les gouttelettes de pluie, dans toutes les directions, des ondes incidentes.

Les ondes ionosphériques sont, au contraire, réfléchies ou réfractées par l'ionosphère, de sorte qu'elles retournent, accompagnées d'un certain déphasage qui dépend de la réflexion, vers la terre. Il en résulte un accroissement considérable de la portée d'un émetteur.

Rappelons brièvement ce que nous avons dit dans la leçon 4, à propos de la structure de l'atome. L'atome est, nous l'avons vu, électriquement neutre; les charges négatives (électrons) équilibrant parfaitement les charges positives (protons). Supposons maintenant qu'un phénomène quelconque provoque la séparation d'un électron d'un atome; il en résulte un déséquilibre, puisque le nombre des charges négatives existant dans l'atome devient inférieur à celui des charges potives. Le déséquilibre produit met l'atome dans un état d'instabilité, puisqu'il tend toujours à reprendre l'électron qu'il a perdu. Cet état, qui donne à l'atome des caractéristiques particulières, s'appelle « ionisation ». L'ionisation peut se produire spontanément dans la nature pour plusieurs raisons, principalement par suite du **bombardement des atomes** par des particules ou des radiations.

Toutes les couches de l'atmosphère sont plus ou moins soumises au phénomène d'ionisation, mais la région où il est le plus intense s'appelle **l'ionosphère**.

Parmi les causes principales qui déterminent l'ionisation des couches élevées de l'atmosphère, signalons les radiations ultraviolettes du soleil et les rayons cos-

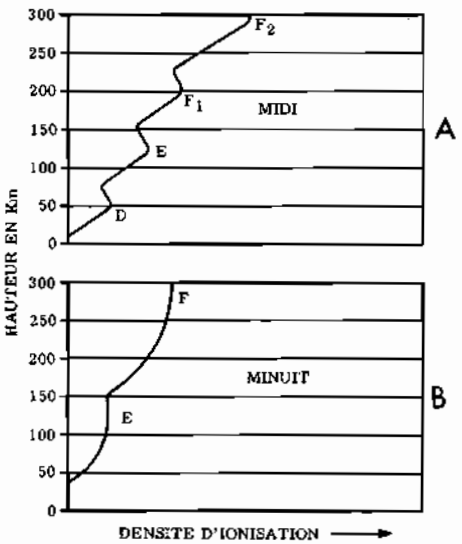


Fig. 5 - En A, densité d'ionisation pendant les heures du jour, c'est-à-dire en présence de la lumière solaire. En B, densité d'ionisation pendant la nuit: remarquons en B l'absence de la couche « D » et de la subdivision de la couche « F ».

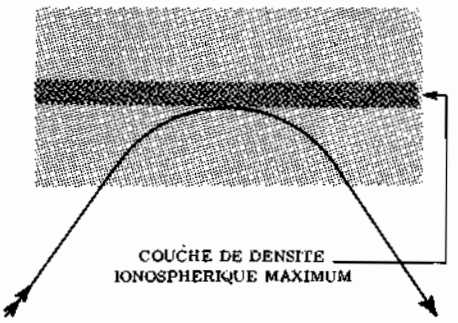


Fig. 6 - Représentation de la réfraction d'une onde. Du point de depart (à gauche) l'onde montre vers l'espace. Aussitôt qu'elle s'approche de la couche ionisée, elle est réfractée par cette dernière jusqu'à émerger de nouveau vers le bas.

miques; la rotation de la terre autour de son axe propre, sa révolution annuelle autour du soleil, contribuent à modifier, périodiquement la densité de l'ionisation.

Les variations continues du nombre des atomes ionisés sont dues au fait que les ions, négatifs et positifs, ont tendance à se recombiner pour constituer des atomes neutres tandis qu'en même temps, d'autres atomes s'ionisent à cause de la séparation d'électrons de leurs orbites tournant autour du noyau. Le rapport entre les ions qui se forment et ceux qui se recombinent, en se neutralisant, dépend de l'intensité des radiations et du nombre d'ions déjà présents. A une altitude supérieure à 500 km, les molécules d'air sont très rares pour permettre une formation intense d'ions tandis qu'à une altitude inférieure à 30 km, peu d'ions sont présents, à cause de la grande facilité de recombination des ions de signe opposé. De plus, à une telle altitude, les radiations solaires ultraviolettes, qui sont la cause principale du phénomène d'ionisation, ont été déjà presque entièrement absorbées pendant le passage à travers les couches supérieures de l'ionosphère.

La différence d'intensité d'ionisation aux différentes altitudes rend possible une subdivision de l'ionosphère en plusieurs couches. En réalité, la densité varie graduellement, couche par couche et, par conséquent, la subdivision en plusieurs couches n'est pas bien définie du point de vue physique; toutefois, son introduction facilite la discussion.

La haute atmosphère (ou atmosphère raréfiée) où sont réparties les couches ionisées constituant l'ionosphère, s'étend depuis l'altitude de 30 km jusqu'à plus de 1 000 km pour se perdre insensiblement dans les espaces interplanétaires.

L'atmosphère ionisée située à 70 km d'altitude constitue la **couche D**. Elle n'a été découverte qu'assez récemment. Son degré d'ionisation est faible et elle est généralement responsable de l'absorption des ondes qui la traversent. Cette couche, qui est due principalement aux radiations solaires les plus pénétrantes, existe seulement dans la journée et disparaît dès le coucher du soleil. C'est ce qui explique que les radiocommunications par ondes moyennes sont beaucoup plus intenses la nuit que le jour et que tous les amateurs l'ont constaté, les postes lointains émettant sur ondes hectométriques ne sont audibles que la nuit.

La **couche E** ou couche de **Kennely-Heavyside** est située en moyenne à 100 km. Cette couche est très intense pendant le jour et continue à être présente, bien que plus faiblement, pendant la nuit. Sous nos latitudes, sa densité électronique maximale est de l'ordre de $1{,}5 \times 10^5$ électrons par cm^3 en hiver et de 2×10^{11} en été. Elle lui permet de réfléchir, en les envoyant vers la terre, les ondes de fréquence inférieure à 3,5 ou 4 MHz. Un telle action est très importante vis à vis des transmissions diurnes, aux distances supérieures à 2000 km. L'ionisation de cette couche augmente après le lever du soleil et passe par un minimum vers midi.

La **couche F** ou couche d'**Appleton** est située entre 200 et 300 km. En été, au milieu de la journée, elle se subdivise en deux couches F1 et F2. Normalement, la couche **F2** atteint sa densité maximum pendant les premières heures de l'après-midi; toutefois, dans quelques zones, la densité maximum se produit pendant les heures les plus avancées. De toute façon, après le coucher du soleil, les deux couches F1 et F2 se recombinent pour reformer la couche F proprement dite.

La densité électronique maximale est de l'ordre de 3 à 6×10^{11} électrons par cm^3 en hiver; sous l'équateur, ces valeurs sont environ trois fois plus grandes.

Le mécanisme de l'ionisation de cette couche, comme du reste la précédente, est assez mal connu. On pense qu'elle serait due à l'ionisation d'atomes d'oxygène et peut-être d'azote, tandis que celle de la couche E serait due à une émission photoélectrique sous l'influence des rayons ultra-violets du soleil. La couche F permet de réfléchir les ondes jusqu'à la fréquence de 7 MHz.

Sur la **figure 5-A**, on a représenté la densité d'ionisation pendant les heures du jour, en fonction des différentes altitudes. Comme on peut le voir, entre une couche et l'autre on n'a pas une séparation bien définie puisque la densité d'ionisation ne descend jamais, à l'intérieur de l'ionosphère, à zéro. La figure

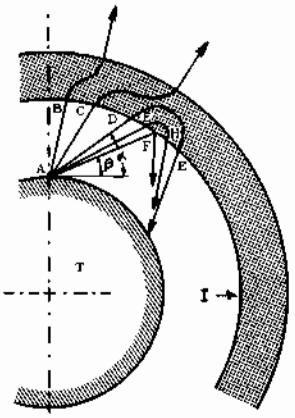


Fig. 7 - Influence de l'angle d'incidence sur la réfraction. L'émetteur, indiqué par A sur la terre T, rayonne dans les directions B, C, D, etc. Aussitôt que les ondes rencontrent l'ionosphère I, elles sont réfractées par cette dernière, avec des angles qui ne permettent pas toujours de les renvoyer vers le sol. Pour que cela soit possible, il faut que l'angle de rayonnement ne soit pas supérieur à l'angle « α ».

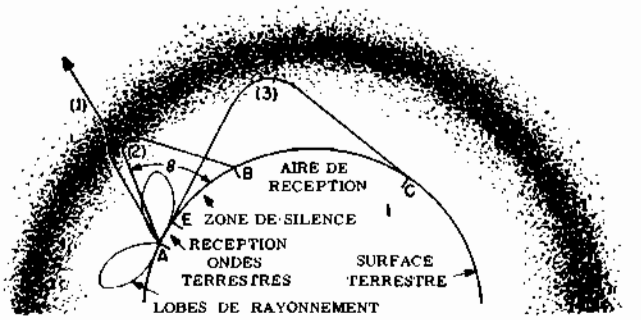


Fig. 8 - Répartition des ondes rayonnées par l'émetteur « A ». Dans la zone située entre A et E, on peut recevoir au moyen des ondes de sol; dans celle comprise entre E et B, la réception n'est pas possible (zone de silence); elle ne redevient possible qu'au-delà du point B, grâce aux ondes spatiales réfléchies.

5-**B** donne un graphique qui représente également les densités d'ionisation, mais pendant la nuit. Dans ce cas, la couche D n'existe pas et la couche F n'est pas subdivisée en deux couches F1 et F2.

En plus des couches ionisées mentionnées plus haut, lesquelles se produisent régulièrement, il existe souvent des zones ionisées mobiles, à la hauteur de la couche E, qui sont dues principalement, selon Appleton, à la présence de nuages d'électrons à forte densité ionique qui seraient imbriqués dans la couche F, ce qui explique leur action discontinue. Ces couches permettent de bonnes transmissions dans la gamme des ondes très courtes, à des distances qu'il serait normalement impossible d'atteindre. Elles sont appelées « couches ionisées sporadiques ». Elles semblent se manifester surtout en été et sont très rares sous l'équateur.

EFFETS de L'IONOSPHERE sur les ONDES SPATIALES

Nous pouvons maintenant entreprendre de façon plus approfondie l'étude de la propagation des ondes. L'ionosphère se comporte comme un conducteur et elle absorbe une certaine quantité d'énergie des ondes électromagnétiques qui se propagent à travers elle. Elle se comporte comme une couche réfléchissante et réfringente, en renvoyant une partie des ondes vers la terre.

Réfraction

L'aptitude de l'ionosphère à réfracter vers la terre une onde électromagnétique, dépend de l'angle d'incidence qu'elle forme avec l'onde qui l'atteint, de la fréquence de transmission et de la densité ionique. Lorsque l'onde provenant d'une antenne atteint l'ionosphère, elle commence à s'incurver, sous l'effet de la réfraction.

La **figure** 6 représente la réfraction d'un rayon de propagation. Comme on le voit, à condition que la fréquence, l'angle d'incidence et la couche d'ionisation soient appropriés, l'onde émerge de nouveau de l'ionosphère et retourne vers la terre.

A égalité de densité ionique, la réfraction dépend essentiellement de deux éléments propres de l'onde incidente: l'angle d'incidence et la fréquence de transmission. Ces deux éléments affectent **simultanément** la propagation de l'onde; pour la commodité de l'exposé, nous étudierons séparément les effets de chacun d'eux.

Tout d'abord, voyons l'influence de l'angle d'incidence sur la réfraction et considérons, dans ce but, la **figure** 7. Sur cette dernière, T représente la terre et I l'ionosphère. Supposons, pour le moment, que l'ionosphère soit constituée d'une seule couche réfringente, afin de simplifier l'examen du phénomène.

Imaginons qu'en A soit disposé un émetteur et que l'antenne relative rayonne des ondes électromagnétiques dans toutes les directions. Considérons séparément les rayons qui se propagent avec des inclinaisons différentes par rapport à la surface du sol. L'angle que le rayon forme avec le plan horizontal est appelé angle de rayonnement.

Le rayon de propagation AB possède un angle de rayonnement presque maximum, à savoir très proche de 90°. Dans ces conditions, aussitôt que le rayon pénètre dans l'ionosphère, il commence à s'incurver mais pas suffisamment, pour qu'il puisse retourner vers le sol; il se perd dans l'espace situé au-delà de l'ionosphère. Le rayon AC qui présente un angle de rayonnement inférieur, subit le même effet, mais il est plus incurvé à l'intérieur de l'ionosphère. Jusqu'à ce que l'angle de rayonnement soit supérieur à un certain angle critique correspondant au rayon AD, les rayons se perdent dans l'espace extérieur à l'ionosphère après avoir été plus ou moins incurvés par la réfraction.

Le rayon AD, au contraire, pendant qu'il pénètre dans l'ionosphère, s'incurve d'une façon telle qu'il amorce un trajet de retour vers la terre. Le rayon AE suit un parcours identique, avec cette différence, toutefois, qu'il pénètre moins profondément dans l'ionosphère. Lorsque diminue l'angle de rayonnement, le rayon est toujours réfracté, en pénétrant de moins en moins dans l'ionosphère, jusqu'à un angle minimum β.

Sur la figure, le rayon AF présente justement cet angle minimum, il est renvoyé vers la terre sans avoir pénétré à l'intérieur de l'ionosphère. Dans ce cas, on

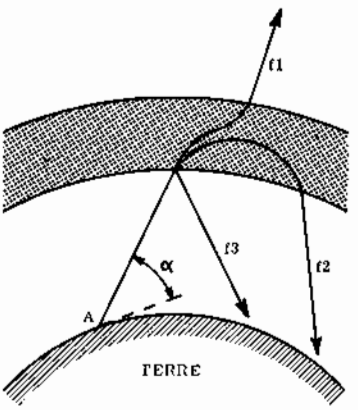


Fig. 9 - Si trois signaux (f1, f2, f3) sont rayonnés sous le même angle vers l'ionosphère, mais avec une fréquence différente, chacun d'eux aura un angle de réfraction différent, d'autant plus grand que la fréquence du signal est petite.

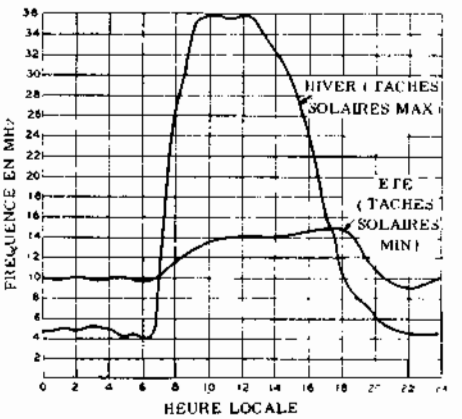


Fig. 10 - Graphique représentant les diverses fréquences de transmission au moyen desquelles on obtient la meilleure propagation, en fonction de l'heure locale, pendant la saison d'hiver et celle d'été.

ne peut plus parler de réfraction mais de réflexion. Nous nous occuperons de ce phénomène, qui a lieu pour des angles de rayonnement compris entre zéro et β, dans un prochain paragraphe.

Etant donné qu'une antenne émet des ondes dans toutes les directions, il en résulte que, simultanément, quelques rayons vont se perdre dans l'espace tandis que d'autres retournent sur la terre. Les premiers sont ceux qui sont émis par l'antenne sous un angle de rayonnement supérieur à l'angle critique α et les autres ceux qui sont émis sous un angle inférieur à α.

Considérons maintenant la **figure 8** et imaginons de tracer sur la surface du sol des circonférences concentriques de rayons AE, AB et AC ayant leur centre au point A de transmission. La zone comprise à l'intérieur de la circonférence AE est couverte par l'émetteur, au moyen des ondes de sol. La zone comprise entre la circonférence AE et la circonférence AB, n'est pas atteinte par les ondes de sol qui s'arrêtent au point E, ni par les ondes spatiales qui ne commencent à se manifester qu'après le point B. Dans cette zone, la réception est pratiquement nulle et c'est pourquoi on l'appelle « **zone de silence** ». Entre AB et AC, la réception est réalisable au moyen des ondes spatiales réfractées tandis qu'au-delà de C, les ondes ne peuvent plus être captées à cause de la courbure de la terre, sauf dans le cas où l'on a une réfraction multiple, dont nous parlerons plus loin.

L'angle critique au-dessus duquel la réfraction est trop faible pour pouvoir renvoyer les ondes vers la terre, dépend de la fréquence de l'onde incidente. En effet, l'indice de réfraction d'un milieu dépend essentiellement de la fréquence du signal qui le traverse. Plus précisément, à mesure que la fréquence augmente, l'angle critique diminue et, par conséquent, la zone de silence s'étend.

Considérons à présent la **figure 9**. Nous pouvons y voir trois rayons lancés vers l'ionosphère, ayant le même angle de rayonnement y. Les trois rayons ont cependant des fréquences différentes; à savoir, f_1 est plus grande que f_2 et f_2 plus grande que f_3. Le rayon f_1, de fréquence très élevée, n'est pas réfracté suffisamment et il se perd au-delà de l'ionosphère. A mesure que la fréquence décroît, les rayons vont toujous se perdre, jusqu'à ce qu'on obtienne la fréquence f_2 pour laquelle le rayon émerge de nouveau à l'intérieur de l'ionosphère. On peut dire qu'à la fréquence f_2, l'angle de rayonnement y correspond à l'angle critique α. Ensuite, à mesure que la fréquence continue à décroître, les rayons sont tous réfractés jusqu'à ce que l'on descende à la fréquence F_3, pour laquelle le phénomène de réflexion commence à se manifester. Ce qui veut dire que, pour le même angle y de rayonnement, correspond, pour cette fréquence, l'angle critique β. Pour les fréquences inférieures, le rayon à inclination y est toujours réfléchi.

Réflexion

La réfraction n'est pas l'unique phénomène qui peut intéresser la propagation des ondes radio électriques. Comme nous l'avons vu par ailleurs, pour des angles de rayonnement inférieurs à l'angle critique β, le phénomène de réflexion se produit. Toutefois, même pour les angles de rayonnement supérieurs à β, on a toujours une réflexion partielle. On peut même affirmer que pour des fréquences se trouvant au-dessous d'une certaine valeur, on constate une certaine réflexion pour n'importe quel angle de rayonnement. A ce propos, la notion de « fréquence critique » qui correspond à la fréquence maximum réfléchie sous un angle de rayonnement de 90°, est fondamentale. La réflexion augmente dans la journée tandis qu'elle diminue pendant la nuit. La fréquence critique peut être de l'ordre de 12 MHz dans la journée et de 2 MHz pendant la nuit.

Les phénomènes de réflexion et de réfraction sont, nous l'avons dit d'ailleurs, simultanés, donc ils affectent tous les deux radiocommunications. Ils deviennent, toutefois, de moins en moins importants au fur et à mesure que la fréquence augmente; on peut, par suite, définir une « fréquence maximum utilisable », se rapportant aux communications à grande distance.

Il s'agit de la fréquence maximum qu'il est possible d'utiliser pour effectuer une transmission d'un lieu à un autre, au moyen des ondes spatiales. La **figure 10**

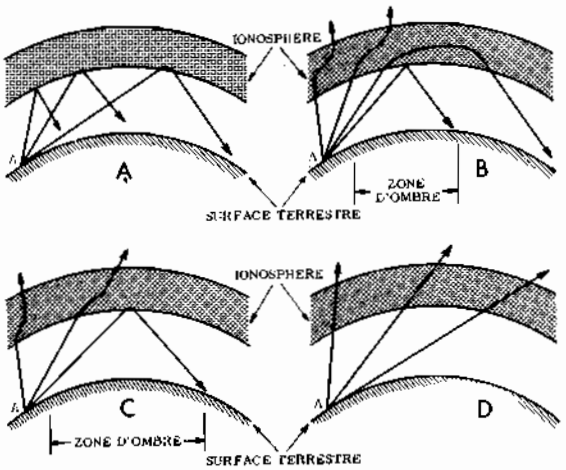


Fig. 11 - Comportement des diverses fréquences par rapport à l'ionosphère. En A, ondes moyennes et longues: en B, ondes courtes; en C ondes très courtes et, en D, ondes ultra-courtes. Remarquons les divers degrés de réfraction.

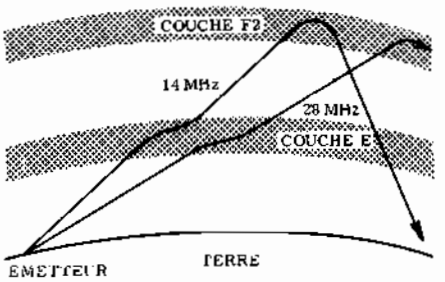


Fig. 12 - Variation de la direction de propagation due à l'influence des différentes couches. Dans les couches E et F1 (cette te dernière n'est pas représentée), on a a une réfraction insuffisante qui est complétée par la couche F2, pour la seule fréquence de 14 MHz.

représente deux diagrammes qui indiquent la fréquence d'utilisation maximum, en fonction des différentes heures du jour. Ces courbes dépendent aussi de la saison et de l'activité solaire, c'est pour cette raison que nous avons représenté deux cas parmi les plus typiques: l'un relatif à la saison d'hiver, pendant l'activité maximum du soleil, l'autre durant l'été, la saison où l'activité du soleil est minimum.

Les **figures 11-A, B, C** et **D** représentent le comportement des diverses fréquences, lorsqu'elles rencontrent les couches ionosphériques. La figure A concerne les ondes moyennes et les ondes longues: si les angles de rayonnement sont considérables, on a une réflexion qui peut être employée pour la transmission à courte distance, tandis que si les angles sont réduits, on obtient une réfraction; ce dernier phénomène n'est pas cependant, utilisable dans la pratique, étant donné qu'il s'accompagne d'une importante absorption, surtout dans la journée, imputable aux couches inférieures de l'ionosphère. La figure B montre le comportement des ondes courtes: les rayons correspondant à des angles de rayonnement assez grands sont réfractés, après avoir pénétré profondément dans l'ionosphère; ceux ayant une faible inclinaison sont réfléchis. Le comportement des ondes très courtes est similaire, sauf en ce qui concerne l'angle critique qui est plus petit; par suite, on a une plus grande dispersion dans l'espace; la réfraction s'accomplit sans une pénétration profonde et, souvent, c'est une réflexion que l'on obtient (figure 11-C). En D, nous voyons comment les ondes ultra-courtes et les microondes se propagent presque en ligne droite, pour n'importe quel angle de rayonnement.

Effet de la lumière de jour

L'augmentation de l'ionisation dans la journée est la cause d'importantes modifications du comportement des ondes. Etant donné la forte ionisation, plusieurs phénomènes se produisent. Tout d'abord, l'onde réfléchie prend une importance particulière et, par suite, les régions situées à proximité de l'émetteur reçoivent un signal intense. En second lieu puisque l'onde réfractée doit effectuer un parcours assez long avant d'émerger de nouveau de l'ionosphère et que l'ionisation élevée apporte des affaiblissements considérables de l'amplitude des ondes qui traversent l'ionosphère, le phénomène de réfraction qui en résulte est très atténué. En tenant compte du fait que ce phénomène est très important pour la transmission dans les régions lointaines, il s'ensuit que, dans la journée, on a une meilleure réception dans les localités voisines de l'émetteur, due à la meilleur réflexion et, au contraire, une mauvaise réception dans les régions plus lointaines, étant donné que l'onde réfractée est presque entièrement absorbée par l'ionosphère.

Le phénomène de l'absorption, toutefois, est inversement proportionnel à la fréquence de transmission et, par suite, il devient moins important pour les fréquences relativement élevées. C'est pourquoi il est possible, dans la journée, d'effectuer des communications radioélectriques, même à grande distance, à condition que la fréquence soit suffisamment élevée. Dans ce cas on utilise le pouvoir réfringent des couches E, F1 et F2.

Communications diurnes sur fréquences élevées

La forte ionisation de la couche F2 dans la journée permet une réfraction optimum des ondes courtes qui, nous l'avons déjà dit, ne sont que très rarement absorbées. Au moyen de ces fréquences, il est possible de réaliser par suite, des transmissions diurnes à longue portée. La **figure 12** montre comment la couche F2 complète la réfraction, commencée pendant le passage à travers les couches E et F1, en renvoyant vers la terre l'onde transmise.

Comme on peut le voir, les ondes sont déjà partiellement déviées pendant qu'elles traversent les couches E et F1, mais une telle déviation n'est pas suffisante pour les faire retourner vers la terre. Par conséquent, la couche F2 est essentielle pour les radiotransmissions de ce genre. On ne doit pas croire que les communications diurnes s'améliorent de plus en plus au fur et à mesure que la fréquence augmente, puisqu'à une fréquence élevée correspond une faible ab-

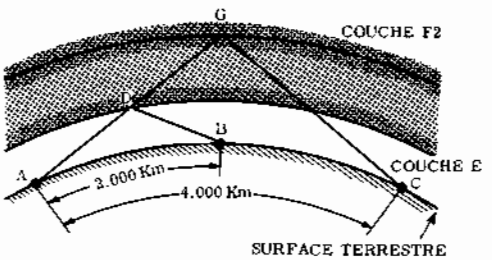


Fig. 13 - A est l'émetteur et D le point de réfraction dû à la couche E. Le rayon retourne sur le sol au point B, c'est-à-dire à 2 000 km. Si, au contraire, la réfraction a lieu en G (couche F2), le rayon retourne sur la terre au point C, 4 000 km.

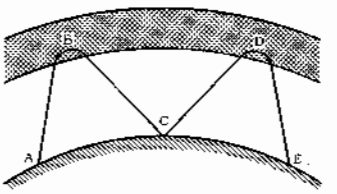


Fig. 14 - En se servant aussi de la réflexion déterminée par la surface de la terre, on obtient une portée plus grande. L'onde est émise du point A; après avoir été réfléchie en B, elle atteint le point C, et, après une dernière réflexion, elle arrive en D, d'où elle retourne vers la terre encore une fois en E.

sorption. En effet, si on dépasse une certaine limite, les communications ne sont plus possibles, parce que les ondes ne sont pas suffisamment réfractées pour retourner au-dessous de l'ionosphère, et se perdent dans l'espace.

La fréquence maximale utilisable pour une transmission donnée dépend de l'état de l'ionosphère ainsi que de la distance de transmission; puisque les caractéristiques de l'ionosphère varient tout le temps, on fait usage de nomogrammes et de tables de fréquences, afin de pouvoir déterminer la fréquence de transmission convenant le mieux, en tenant compte de la distance à laquelle on doit transmettre et de l'heure du jour.

La détermination de ces tables est basée sur la connaissance de la hauteur des couches ionosphériques et des fréquences critiques. Ces renseignements sont recueillis par un grand nombre de stations de sondage réparties dans le monde entier, à intervalles réguliers de quelques heures. Ces données sont ensuite représentées au moyen de graphiques.

Grâce à cette représentation systématique des caractéristiques de l'ionosphère, il est possible de mettre à la disposition des expérimentateurs privés et des services publics de télécommunications, toute une série de données qui servent, en pratique, à formuler des prévisions assez exactes sur les conditions de propagation des ondes. Cependant, il se produit souvent de fortes variations spontanées imprévues des caractéristiques de l'ionosphère qui peuvent amener des troubles sérieux dans les radio-communications.

REFRACTION SIMPLE et MULTIPLE

Examinons la **figure 13**, sur laquelle nous avons représenté le rayon qui sort du point A avec une inclinaison nulle. Supposons que ce rayon soit réfléchi ou réfracté par la couche E, il retournera sur la surface du sol au point B, après avoir été réfléchi en D. Si, au contraire, le rayon est réfléchi ou réfracté au point G de la couche F2, c'est-à-dire de la couche la plus externe, il atteint la surface du sol au point C. B se trouve à 2 000 km de A, et C à 4 000 km. Ces distances sont les portées maximales qu'on peut obtenir au moyen d'une seule réflexion, ou d'une seule réfraction. Il est possible, toutefois, d'obtenir des portées plus importantes à l'aide du procédé illustré par la **figure 14**. Le rayon transmis du point A, est réfracté en B et, ensuite, il revient au sol au point C, d'où il est réfléchi vers l'ionosphère. Une seconde réfraction, identique à la première se produit alors, et le rayon atteint le récepteur placé en E. Il est bien évident que ce mode de propagation permet d'atteindre des distances considérables.

Ce type de propagation n'est pas facile à calculer exactement, parce que, pratiquement, on s'éloigne trop de la simple représentation géométrique que nous avons donnée à la figure 14. De toute façon, il est possible de calculer, connaissant le nombre des réfractions que l'on veut obtenir et la portée de l'émetteur, l'angle sous lequel les ondes arrivent au récepteur, de façon à orienter les antennes de réception. En général, il vaut mieux que la transmission s'opère au moyen d'une onde ayant subi le moins possible de réfractions, puisque chaque réfraction apporte une diminution sensible de l'amplitude du signal à cause de l'absorption.

PERTURBATIONS dans la PROPAGATION

Ce qui a été dit plus haut sur la propagation des ondes électromagnétiques reste, en règle générale, valable. Cependant, il existe des phénomènes divers qui peuvent provoquer de fortes variations du comportement des ondes électromagnétiques. L'un des phénomènes les plus connus affectant la propagation est l'effet d'évanouissement des ondes, ou « fading ».

Evanouissement - Ce terme désigne un phénomène qui se traduit par des fluctuations de l'intensité du signal capté par les antennes de réception. Les fluctuations à très basse fréquence (période longue de l'ordre d'une minute) sont dues aux variations continuelles de la hauteur et de la densité d'ionisation des couches de Kennely-Heavyside et d'Appleton.

En un instant déterminé, la couche d'Heavyside, soit qu'elle s'élève, soit qu'elle s'incline, est en mouvement. Il en résulte que la phase de l'onde qui arrive au récepteur est modulée par ce mouvement.

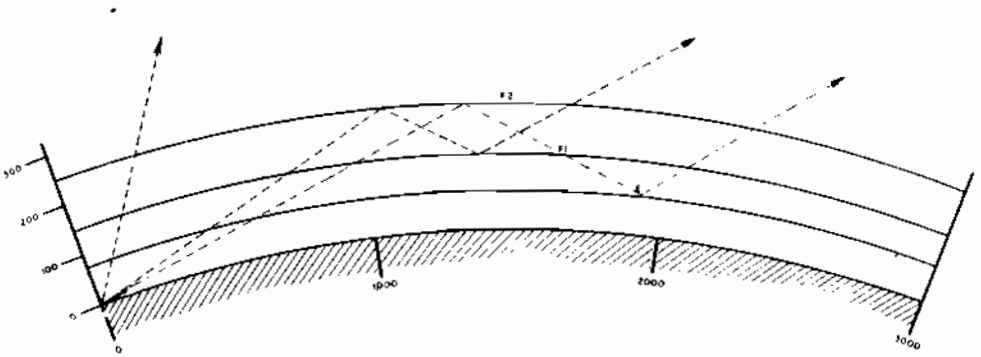


Fig. 15 - Dans cette figure on voit l'allure et la réflexion des ondes radio à partir de couches différentes, représentées simplement par des lignes, qui sont comprises entre 0 et 300 miles (1 mile = 1,609 km) pour des distances sur des surfaces terrestres comprises entre 0 et 3000 miles.

Les variations de la densité d'ionisation de ces couches entraîne une modification de l'indice de réfraction (donc, de l'angle de réfraction), ainsi que de la fraction d'énergie qui, au lieu d'être renvoyée vers la terre, est absorbée. En outre, la polarisation de l'onde varie aussi fortement, mais cette question est très compliquée et nécessiterait un très long développement que nous ne pouvons pas aborder ici.

Les ondes qui atteignent l'antenne du récepteur sont généralement constituées par un groupe de rayons qui ont été soumis à plusieurs actions pendant leur passage à travers l'ionosphère. Ces différents rayons présentent souvent entre eux des déphasages. S'ils sont en phase, on obtient un renforcement considérable de l'intensité du signal reçu. Si, au contraire les déphasages sont importants, on obtient un affaiblissement du signal (qui peut même aller jusqu'à l'extinction, en cas d'opposition de phase). Ces renforcements et réductions successifs de l'intensité du signal reçu ont une durée comprise entre quelques fractions de seconde et quelques minutes.

Le fading peut n'affecter que certaines fréquences des bandes latérales d'un signal haute fréquence modulé en amplitude ou en fréquence, émis par une station de radiodiffusion. Ce type particulier d'évanouissement est appelé fading sélectif.

Il en résulte que les fréquences affectées par le fading sont plus affaiblies que les autres. Cela entraîne une forte distorsion du signal à Basse Fréquence.

Le phénomène du « fading », en général, varie considérablement d'un récepteur à un autre, même dans le cas où ceux-ci sont séparés par une distance de quelques mètres. C'est pourquoi dans les récepteurs professionnels on utilise souvent plusieurs antennes installées à une certaine distance l'une de l'autre, de sorte que, dans le cas où le signal présent sur l'une d'elle est affecté par le fading, on en utilise momentanément une autre qui permet de meilleures conditions de réception.

Parmi les causes les plus courantes de « fading », il faut signaler en plus de celles déjà mentionnées, l'interférence entre l'onde de sol et l'onde spatiale, qui peuvent arriver au récepteur en opposition de phase, ou bien entre l'onde qui arrive au récepteur après avoir subi une seule réfraction et celle ayant subi deux réfractions successives.

Orages magnétiques

A côté des évanouissements brusques, dont l'effet est limité à une portion du globe terrestre, il existe d'autres perturbations plus importantes qui, elles, se manifestent en même temps (à une minute près), en tous les points de l'écorce terrestre. Ce sont les **orages magnétiques**.

Les orages magnétiques sont dus aux éruptions solaires. Ils sont fréquents et leur durée est comprise entre quelques heures et plusieurs jours. Ils provoquent des troubles de l'ionosphère qui persistent longtemps après la fin de l'orage (une semaine et même davantage), ainsi que des variations des caractéristiques du champ magnétique terrestre. L'effet des orages magnétiques sur l'ionosphère est le suivant:

De nuit, la densité électronique de la couche F diminue. Cette couche pert son homogénéité et se transforme en un ensemble de nuages, à travers lesquels les ondes peuvent passer pour aller se réfléchir plus haut.

De jour, la couche F2 se sépare de la couche F1, pendant que son altitude croît et que sa densité d'ionisation diminue et peut même disparaître complètement.

Au contraire, la densité ionique de la couche E augmente considérablement, de sorte qu'elle réfléchit toutes les ondes, permettant ainsi des communications à très grandes distances. De plus, une couche fortement absorbante se forme au dessous de la couche E.

En somme, on assiste à une exagération des phénomènes qui se produisent normalement pendant l'été, dans la journée, durant les premières heures de l'après-midi, et que nous avons déjà soulignés.

La densité de la couche D subit, elle aussi, une augmentation considérable. Or c'est cette couche qui est responsable de l'absorption des ondes qui la traversent. Ce phénomène explique les difficultés de propagation des ondes courtes, lors des orages magnétiques.

Leçon n° 125

TYPES d'ANTENNES

Dans la leçon théorique sur les antennes, nous avons considéré principalement, le dipôle demi-onde, appelé aussi « antenne Hertz », parce qu'il représente le type le plus simple d'antenne. Il en existe, toutefois, plusieurs autres et le choix dépend de la fréquence de transmission, de la puissance que l'on veut rayonner, de la portée que l'on désire atteindre, et enfin, de l'espace disponible pour l'installation de l'antenne.

Nous avons vu qu'un même type d'antenne peut être alimenté de différentes façons. Le type d'alimentation dépend, principalement, des caractéristiques de la ligne de transmission adoptée. Quelquefois — surtout dans le cas où l'espace disponible est limité — on évite l'usage des lignes de transmission et on connecte directement une extrémité de l'antenne à l'émetteur; dans ces conditions, il convient, afin de ne pas diminuer le rendement, de faire en sorte que la partie de l'antenne qui rayonne le plus soit autant que possible élevée et ouverte à l'autre extrémité. Un exemple typique de ce mode d'alimentation est celui des antennes « Fuchs », vibrant en demi-onde. C'est de celles-ci que nous nous occuperons maintenant.

Antennes « Fuchs »

Pour l'alimentation de ce type d'antenne, on ne fait pas usage d'une ligne de transmission. Cette dernière est, au contraire, constituée par la partie descendante de l'antenne, qui est reliée directement à l'émetteur, ou à un coupleur spécial, du type de ceux représentés par la **figure 1**.

Avec les antennes Fuchs, dont la longueur totale, descente y comprise, est égale à la demi-longueur d'onde, il est indispensable de brancher des filtres dans le circuit de couplage avec l'émetteur. Les antennes alimentées par une extrémité sont incapables d'éliminer les harmoniques de la fréquence de travail.

Il s'agit d'introduire, entre l'émetteur et l'extrémité de l'antenne, un filtre spécial passe-bas, de manière que seule la fréquence fondamentale de travail puisse arriver à l'antenne, comme dans la figure 1. Ce résultat peut être obtenu en utilisant soit un circuit résonnant, comme en A, soit un filtre en π, comme en B. De plus, on peut voir sur la même figure, un filtre qui sert à éliminer les éventuelles interférences avec des émissions de télévision. Ces filtres ne sont pas seulement employés dans le cas de l'antenne Fuchs, mais, en général dans tous les cas où l'on considère que de telles interférences sont possibles.

Afin que le dipôle demi-onde puisse rayonner le maximum d'énergie électromagnétique, il est nécessaire que des ondes stationnaires s'y produisent. De plus, il est nécessaire que les ondes stationnaires de tension soient telles que l'on obtienne un noeud au centre du dipôle et deux ventres à chaque extrémité; les ondes stationnaires de courant présenteront, par suite, un ventre au centre et deux noeuds aux extrémités. Ces conditions auxquelles doivent satisfaire les ondes stationnaires, sont valables également dans le cas d'antennes alimentées directement par une extrémité.

Cependant, il existe une différence sensible entre les deux types d'alimentation considérés. En fait, les dipôles sont alimentés par le centre, c'est-à-dire en un point où le courant est maximum et la tension minimum, tandis que les antennes Fuchs sont alimentées par une extrémité, c'est-à-dire en un point où le courant est minimum et la tension est maximum. C'est pour cette raison que les deux types d'alimentation considérés sont appelés, respectivement, **alimentation en courant et alimentation en tension.**

Puisqu'une partie du conducteur qui constitue une antenne Fuchs se trouve, obligatoirement, à l'intérieur du bâtiment où l'émetteur est installé, une partie de la puissance rayonnée n'est pas dirigée vers l'espace libre. Afin que l'on puisse obtenir un rendement satisfaisant, il est nécessaire qu'au moins les 3/4 du conducteur soient à l'extérieur et loin de tout obstacle.

Evidemment, cela est vrai pour n'importe quel type d'antenne, mais dans ce cas il est particulièrement important, puisqu'il est impossible d'installer l'antenne à une hauteur suffisamment élevée parce que la ligne de transmission fait défaut.

Nous avons dit que l'antenne Fuchs était du type à alimentation en tension. Par conséquent, dans la partie terminale du conducteur, c'est-à-dire celle qui se trouve à l'intérieur du bâtiment, il existe une tension élevée à haute fréquence. Donc, il faut prendre plus de précautions que dans le cas des dipôles à alimentation en courant, où l'on n'a pas de fortes tensions de sortie aux bornes de l'émetteur. Quoique les tensions élevées à haute fréquence ne soient pas très dangeureuses, elles peuvent cependant provoquer sur le corps humain de vraies « brûlures ».

Antennes « Zeppelin »

Il s'agit d'une antenne semblable à celle décrite dans le paragraphe précédent. En effet, l'alimentation se

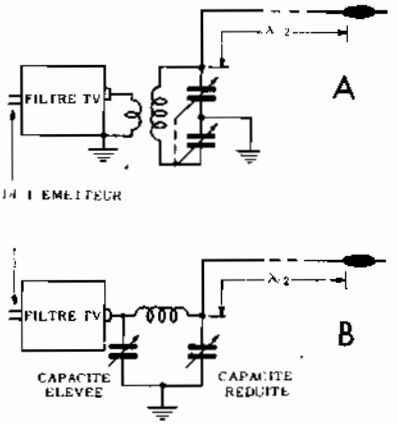
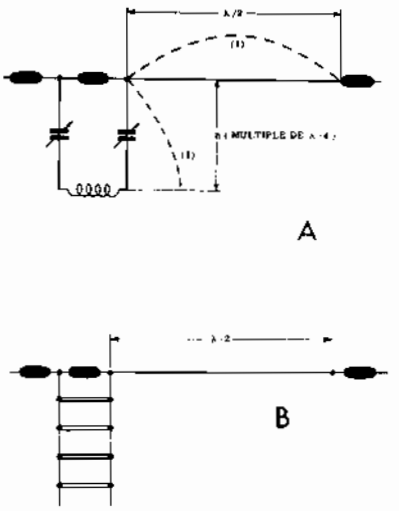


Fig. 1 - Types de coupleurs pour antennes « Fuchs ». En A, coupleur à circuit résonnant; en B, coupleur à filtre en «π».



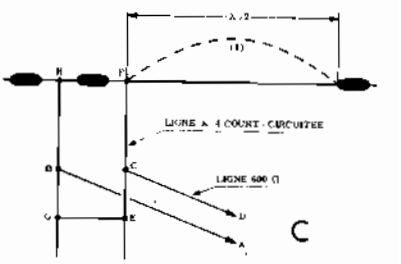


Fig. 2 - Types d'antennes « Zeppelin ». En A, le couplage se fait au moyen d'une ligne de transmission à conducteurs parallèles. Une telle ligne dissipe une partie de l'énergie par rayonnement. En B, la ligne est partiellement résonnante (dernière portion), ce qui présente l'avantage de réduire les pertes d'énergie F par rayonnement. En C, on utilise une ligne quart d'onde en court-circuit.

fait, dans ce cas aussi, par une extrémité (alimentation en tension). Il existe, toutefois, entre les deux antennes, une différence importante. Celle-ci réside dans l'alimentation qui, pour l'antenne Zeppelin, se fait à l'aide d'une ligne de transmission. Deux types d'antennes Zeppelin, sont représentés par les **figures 2-A** et **2-B**. Elles diffèrent l'une de l'autre — nous le verrons — par leur mode d'alimentation.

Quelquefois, il est avantageux de pouvoir émettre sur des fréquences différentes en utilisant la même antenne: c'est justement dans ce cas que l'antenne Zeppelin se révèle intéressante. En effet, son couplage sur les différentes fréquences s'obtient en accordant la ligne de transmission, la longueur du conducteur rayonnant restant invariable. Dans le cas illustré par la figure 2-A, la ligne est constituée par deux conducteurs parallèles. Selon que la largeur de la ligne sera égale à un nombre pair ou impair de quart de longueur d'onde ($\lambda/4$), on adoptera un circuit d'accord de la ligne du type série ou parallèle. La longueur de la ligne est choisie de façon à obtenir un ventre de tension à l'entrée de l'antenne.

Pour éliminer l'inconvénient que constitue le rayonnement parasite de la ligne de transmission, on fait appel à la disposition de la figure 2-B. Dans ce cas, la partie principale de la ligne, c'est-à-dire le segment compris entre l'émetteur et les points A et B, n'est pas résonnante, car c'est une ligne normale à conducteurs parallèles d'impédance comprise entre 300 et 600 Ω. La dernière partie, c'est-à-dire celle comprise entre les points A et B et l'antenne est résonnante, sa longueur étant égale à un quart de longueur d'onde. La connexion des deux segments de la ligne est réalisée aux points convenables, choisis de façon que l'amplitude des ondes stationnaires, soit minimale dans le segment qui ne doit pas rayonner.

On peut également alimenter l'antenne au moyen d'une ligne quart-d'onde en court-circuit, comme l'indique la figure 2-C. La ligne ABCD attaque une ligne EFGH court-circuitée en GE; cette dernière, à son tour, excite l'antenne en FH. Or, une ligne $\lambda/4$ en court-circuit est équivalente à un circuit résonnant parallèle, dont l'impédance à la résonance est infinie. Or aura donc bien, en FH un noeud de courant et un ventre de tension. Il faut déterminer les distances EC et CF de façon que la ligne ABCD débite sur une résistance égale à sa résistance caractéristique Rc.

Antennes « Hertz » et « Lévy »

Il s'agit de dipôles classiques demi-onde qui sont déjà connus de nos lecteurs. Si le dipôle est horizontal, on a affaire à une antenne Lévy qui rayonne vers le ciel. Le rayonnement se propage alors à grande distance après avoir subi des réflexions sur les couches ionisées de l'ionosphère.

Le couplage de cette antenne avec l'émetteur est réalisé au moyen de lignes de transmission reliées au centre du dipôle, comme l'indique les **figures 3-A, 3-B** et **3-C**.

Les points E et F sont des ventres (A et B) ou des noeuds (C) de courant. Si E et F sont des noeuds de courant, on peut couper le fil soit en E, soit en F et ne laisser subsister qu'un bras du dipôle; on retrouve alors l'antenne Zeppelin.

Si le dipôle est vertical, on a affaire à une antenne Hertz (figure **3-D**) (l'antenne est verticale mais pour faciliter la lecture, le dessin la représente en position horizontale) qui rayonne vers le sol, parallèlement à la surface de la terre et tout autour du dipôle. Il en résulte que cette antenne favorise les ondes de sol, étant donné qu'elle rayonne la plupart de l'énergie dans le plan horizontal et d'une façon homogène dans toutes les directions.

Il faut toutefois, ajouter que les antennes verticales demi-onde sont soumises à des interférences, plus que les antennes horizontales tant à l'émission qu'à la réception. De plus, dans ce dernier cas, toute sorte de perturbations sont captées avec une intensité considérable, surtout celles engendrées par des moteurs électriques industriels, puisque ces dernières sont polarisées verticalement.

Antennes « Marconi »

Le choix de l'un de l'autre type d'antenne dépend principalement de l'espace dont on dispose et de la

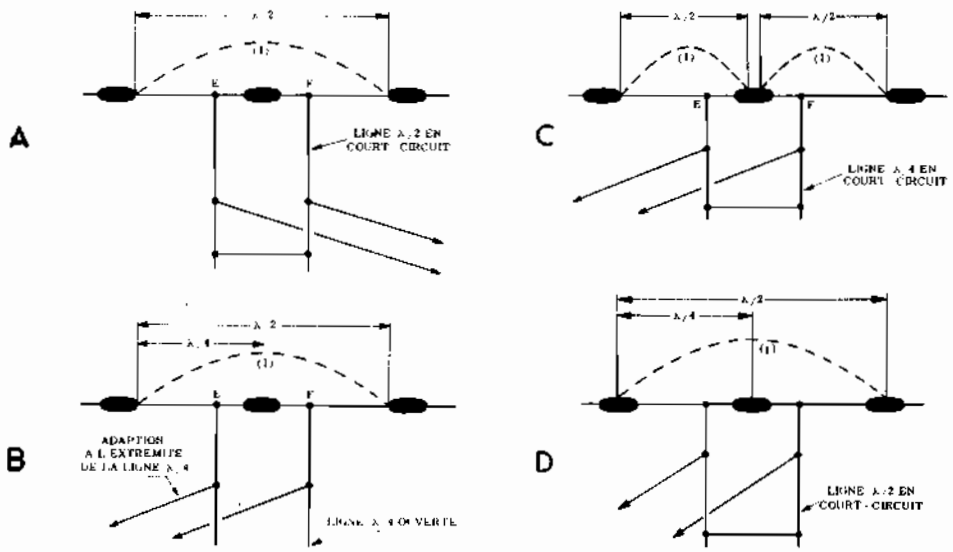


Fig. 3 - Antennes dipôle demi-onde du type Lévy (A-B-C) et Hertz (D); alimentées au centre au moyen de lignes de transmission.

fréquence de travail. Les antennes décrites jusqu'à présent ont une longueur égale à ½ λ; cela signifie que, dans le cas des fréquences relativement basses, au-dessous de 4 MHz, pour lesquelles la longueur d'onde du signal rayonné est de l'ordre de 80 mètres, il faut des antennes très longues, de l'ordre de 40 mètres.

Dans ce cas on a recours à l'antenne Marconi dont la longueur est égale à 1/4 de λ seulement. Supposons, par exemple, que nous voulions transmettre un signal de fréquence 3,5 MHz: une antenne demi-onde requiert, pour une telle fréquence, un conducteur rayonnant d'une longueur d'environ 43 mètres; avec une antenne Marconi, au contraire, une longueur de 21,5 mètres environ est suffisante.

De plus, il faut considérer un second facteur très important. Aux fréquences assez basses (ondes longues et moyennes), la propagation s'effectue principalement au moyen des ondes de sol. Les ondes d'espace sont en fait fortement absorbées par la couche D de l'ionosphère. Comme l'antenne Marconi est constituée par un conducteur vertical, (**figure 4-A**), il en résulte un fort rayonnement dans le plan horizontal, correspondant à un angle de rayonnement de 0°; ce qui correspond à une amplitude maximum de l'onde de sol.

Tâchons maintenant de comprendre le principe de fonctionnement de l'antenne Marconi. Il a été dit que la longueur la plus petite, que doit avoir un conducteur, afin que des ondes stationnaires s'y produisent, est égale à une demi-longueur d'onde. On pourrait penser que dans le cas de l'antenne Marconi, ces conditions ne puissent pas être réalisées. Au contraire, comme nous allons le voir l'antenne Marconi se comporte, en réalité, comme un bras de dipôle demi-onde. Pour cela, appliquons le principe des images. Si nous observons la figure 3, nous voyons qu'une extrémité de l'antenne est reliée à le terre. Etant donné que la masse de la terre est très grande elle se comporte comme un conducteur. L'antenne étant verticale le champ électromagnétique rayonné est contenu dans un plan perpendiculaire à la surface du sol.

Si la terre se comporte comme un milieu conducteur par ce fait, l'énergie absorbée par elle est nulle.

Considérons alors la **figure 4-B**. En un point quelconque M de l'espace, le rayonnement produit par l'antenne verticale A, située en un point P, peut être considéré comme résultant:

a - d'un rayonnement direct PM, se propageant en ligne droite et caractérisé par un champ électrique E1;

b - d'un rayonnement indirect POM, constitué par le rayon PO réfléchi en O par la surface de la terre, et caractérisé par le champ électrique E2.

Tout se passe comme si le rayon réfléchi OM était issu d'un point P' symétrique du point P par rapport à la surface du sol. En d'autres termes, tout se passe comme si le rayonnement POM émanait l'une antenne fictive A', symétrique de l'antenne A par rapport à la surface du sol et située en P'.

Le point P' est **l'image** du point P; A' est « **l'antenne-image** ». Le sol étant considéré comme un conducteur parfait, l'amplitude du champ électrique E3, dû à l'antenne fictive A', est égale à celle du champ Eo issu de l'antenne A. Cela suppose que l'intensité du courant circulant dans l'antenne A soit égale à celle du courant circulant dans l'antenne-image. Par conséquent, on peut considérer que tout se passe pratiquement comme si les ondes électromagnétiques étaient rayonnées par une antenne de longueur double (21), donc vibrant en ½ onde, excitée en son centre par une ligne de transmission bifilaire (ligne λ/2 en court circuit - fig. 4-C).

En d'autres termes, on peut imaginer le système antenne Marconi-Terre comme étant un dipôle demi-onde, dont l'un des bras est l'antenne et le second, la Terre. Par suite, on a un ventre de courant (noeud de tension) à la base de l'antenne (la terre) et un noeud de courant (ventre de tension) à l'extrémité opposée (isolée).

En introduisant une charge, il est possible de réduire la longueur du conducteur constituant l'antenne Marconi. Les **figures 5-A** et **5-B** représentent la répartition des courants et des tensions dans deux cas correspondant à des longueurs inférieures à λ/4. La charge est introduite pour compenser la diminution de longueur et faire en sorte que l'antenne puisse résonner sur la même fréquence. Quand une antenne possède une longueur inférieure à celle nécessitée par l'accord, elle présente

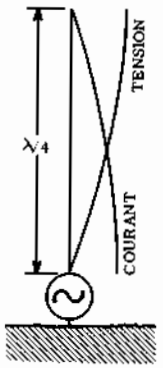


Fig. 4 A - Type d'antenne Marconi. Il permet la plus grande amplitude de l'onde de sol.

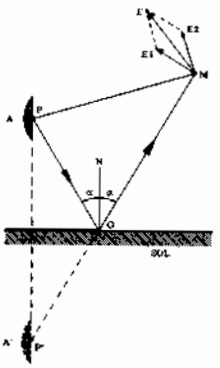


Fig. 4B - Principe des images: une onde électromagnétique, rayonnée par une antenne A située au point P, est réfléchie en O par une surface conductrice (sol). Le point P', symétrique du point P par rapport au sol, est « l'image » de ce dernier A' est « l'antenne-image ».

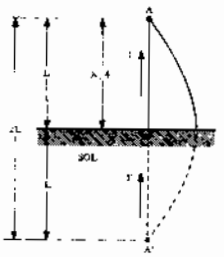


Fig. 4 C - Tout se passe comme si on avait affaire à une antenne AA' de longueur deux l = λ/2, excitée en son centre par une ligne de transmission λ/2 en court circuit.

une réactance capacitive; pour compenser une telle réactance, il faut introduire une réactance inductive.

Voyons, d'une manière analogue, comment on peut utiliser un conducteur plus long que λ/4 figure 5-C. Si le conducteur est très long, la réactance de l'antenne est inductive; il est, par conséquent, nécessaire d'ajouter un condensateur, dans le but d'introduire une réactance capactive égale et de signe contraire. La répartition des ondes stationnaires de courant et de tension est, ici, modifiée dans le sens opposé au précédent.

Connexion de masse. - Etant donné que l'antenne Marconi est alimentée en courant et que cette alimentation s'effectue à l'extrémité inférieure, au voisinage de la connexion de masse, il en résulte que cette dernière est le siège d'un ventre de courant: par suite, si on veut obtenir un bon rendement, il est nécessaire qu'elle présente la plus petite résistance possible.

Une bonne connexion de masse peut être réalisée au moyen d'un réseau de conducteurs enterrés, comme le montre la **figure 6**. Le nombre de conducteurs peut varier d'un minimum de 15-20 à un maximum de 120 (valeur idéale) et la longueur de chaque conducteur doit être égale au moins à une demi-longueur d'onde. En travaillant avec moins de 15 conducteurs, on obtient des résistances très élevées vers la masse et le rendemment qui en résulte est faible. Le système ainsi construit peut être enterré; on peut aussi obtenir un bon résultat en disposant tous les conducteurs au-dessus de la surface du sol en les maintenant bien isolés de cette dernière. Dans le premier cas, on réalise un vrai contact électrique à la masse tandis que dans le second, on réalise ce que l'on appelle un « contre-poids », qui assure le passage du courant à haute fréquence à travers la capacité par rapport à la masse répartie le long de tous les conducteurs du contre-poids.

Charge à l'extrémité supérieure. - Tenant compte de la difficulté d'obtenir une faible résistance vers la masse, il est préférable de faire en sorte que l'antenne puisse présenter une résistance de rayonnement élevée. La résistance de rayonnement dépend de la hauteur effective, donc de la longueur de l'antenne, ainsi que le montre le diagramme de la **figure 7**. Pour faire en sorte que la hauteur effective soit le plus possible voisine de la longueur du conducteur, il faut s'efforcer d'obtenir un courant constant le long du fil vertical. Pour cela, il faut charger l'antenne afin que le courant ne soit pas nul au sommet.

Le moyen le plus simple pour obtenir cette charge consiste à utiliser une nappe de fils horizontale, formant capacité, et supportée par des pylônes métalliques aussi hauts que possible. La partie rayonnante de l'antenne est constituée par un ou plusieurs fils formant la « montée d'antenne », qui, d'ailleurs, ne sont pas obligatoirement verticaux (il suffit qu'ils se rapprochent le plus possible de la verticale).

L'alimentation de l'antenne se fait par l'intermédiaire d'une inductance accordant la capacité formée par la nappe horizontale et disposée à la base (figure 5-A).

L'emplacement de cette dernière n'a aucune importance. On peut ainsi, l'insérer en série au sommet de l'antenne. Cette dernière disposition, représentée par les **figures 8-A** et **8-B**, est plus avantageuse, car elle provoque un déplacement vers le haut des ventres de courant. De cette façon, le courant est plus petit vers la masse et, par conséquent, on a une dissipation plus faible de puissance.

Un autre avantage de la disposition d'une charge inductive à l'extrémité supérieure concerne la directivité de l'antenne. On obtient ainsi un plus grand taux d'énergie émise sous de faibles angles de rayonnement: cela renforce considérablement l'onde de sol à propagation stable, ce qui est avantageux parce que, nous le savons, l'antenne Marconi est utilisée principalement en ondes longues et moyennes pour lesquelles la propagation s'effectue principalement au moyen de l'onde de sol. On peut également utiliser, au lieu d'une nappe capacitive, un simple fil horizontal, ce qui nous amène aux antennes en T ou en L.

Soit 2 l la longueur de la partie horizontale. Chaque brin du T se comporte comme une ligne ouverte de longueur l et, par conséquent, ramène au sommet de l'antenne une réactance qui est capacitive si l et inférieure à λ/4.

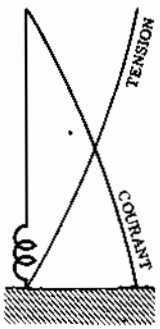


Fig. 5 A - L'introduction, en série avec l'antenne, d'une charge inductive, permet de compenser la diminution de longueur du conducteur.

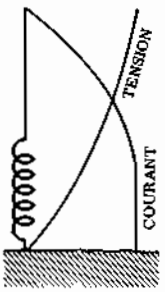


Fig. 5 B - Variation du courant, par suite de l'accroissement de l'inductance introduite.

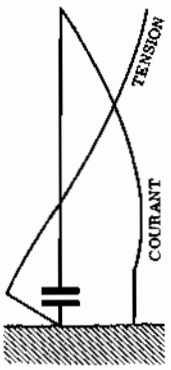


Fig. 5 C - En insérant une capacité, on peut utiliser une antenne plus longue que 1/4 λ.

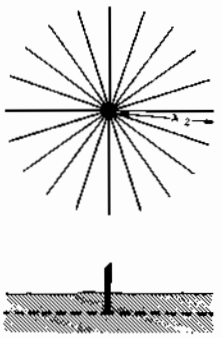


Fig. 6 - Exemple de connexion de masse, effectuée au moyen d'un réseau de conducteurs enterré (d'un minimum de 15 à un max. de 120)

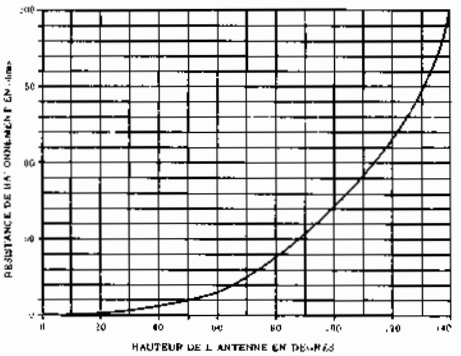


Fig. 7 - Résistance de rayonnement, en fonction des dimensions de l'antenne Marconi. La longueur peut exprimée en degrés ou en sous multiples de « lambda ». En effet, 90° correspondent à 1/4 λ, 135° à 3/8 λ, etc.

Pour l'antenne en L, de longueur 2l, il faut que:

$$2l < \lambda/4$$

ou

$$l < \lambda/4$$

Pylônes rayonnants

Les antennes en nappe, en T ou en L nécessitent l'emploi d'au moins deux pylônes haubannés. Or, le prix de revient d'une antenne d'émission dépend, en majeure partie, des pylônes et de leur hauteur.

En utilisant, pour constituer l'antenne elle-même, un pylône unique, on divise par deux le prix de revient.

Il est constitué par deux pyramides accolées par leurs bases. Il est haubanné, chacun des haubans étant électriquement coupé par de nombreux isolateurs. Un mâtereau télescopique M, fixé au sommet du pylône, joue le rôle de capacité terminale. C'est en faisant varier sa longueur que l'on peut régler la longueur d'onde propre de l'antenne-pylône.

Antennes à spire fermée: cadre

Il s'agit d'antennes constituées d'une ou de plusieurs spires de fil conducteur; les deux bornes libres sont connectées à la ligne d'alimentation. Les dipôles bifilaires que nous avons décrits appartiennent à cette catégorie d'antennes. Ils peuvent en effet être considérés comme formés d'une spire rectangulaire, aux bornes de laquelle on connecte la ligne de transmission.

Voyons maintenant comment s'opère le rayonnement d'ondes électromagnétiques au moyen d'antennes du type à spire fermée. On peut distinguer deux cas, selon que les dimensions des spires et la longueur totale du conducteur sont très petites par rapport à la longueur d'onde du signal, ou bien qu'elles sont du même ordre de grandeur que la longueur d'onde.

Spires réduites. - Un conducteur enroulé en spires très réduites par rapport à la longueur d'onde du signal qui le traverse, peut être considéré comme une simple bobine. La répartition des courants et des tensions le long de ce conducteur est fort analogue à celle d'une bobine normale pour haute fréquence. Cela signifie que le courant possède la même valeur et la même phase en tous les points du circuit.

Les spires peuvent être enroulées de n'importe quelle façon: elles peuvent être de forme circulaire, carrée en triangulaire, sans que cela puisse modifier de façon importante la répartition des courants. Par contre, il est essentiel que la longueur totale du conducteur enroulé ne dépasse pas une certaine limite, si l'on désire que cette répartition ne s'approche pas de celle que l'on rencontre dans les lignes de transmission et dans les antennes. D'après ces considérations, on peut parler d'antennes à spires réduites tant que la longueur totale du conducteur ne dépasse pas 10% de la longueur d'onde.

La **figure 9** représente une spire circulaire. Elle se comporte comme une inductance classique et elle est accordée sur la fréquence convenable au moyen du condensateur variable existant à ses bornes. Ce type particulier d'antenne, comme en général toutes les spires réduites, n'est pas très apte à l'émission, parce qu'elle présente une résistance de rayonnement très basse: les différentes pertes montent donc à des niveaux très élevés. Par contre, elle convient très bien à la réception pour les raisons suivantes: Tout d'abord, bien qu'un dipôle demi-onde est préférable à une antenne à spire, cette dernière présente une efficacité nettement supérieure à l'antenne constituée par un morceau de conducteur de longueur quelconque, comme on recontre fréquemment dans les postes récepteurs. En second lieu, la présence du condensateur variable permet d'accorder le circuit sur la fréquence de réception choisie à l'avance; on peut, au moyen d'une même antenne, s'accorder sur les émissions de fréquences diverses en obtenant des résultats également bons.

Enfin, étant donné que le diagramme de rayonnement, donc de réception, d'une spire de ce genre est très directif, il est possible d'utiliser ce type d'antenne comme radiogoniomètre. Dans ce but, on accorde le cadre sur la fréquence désirée et on le fait tourner, afin de l'amener dans la position correspondant au signal maximum: le plan du cadre est alors dans la direction de l'émetteur.

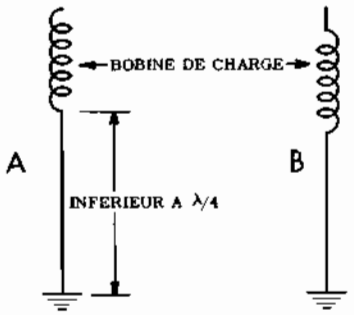


Fig. 8 - Application de la charge directement à l'extrémité supérieure (A), et au voisinage de la dite extrémité (B).

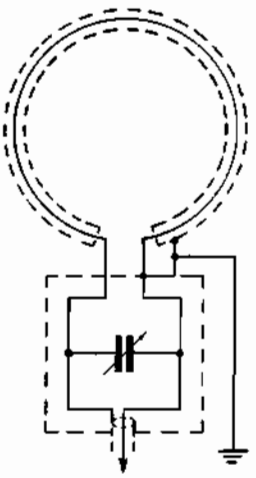


Fig. 9 - Antenne à spire circulaire, accordable au moyen de la capacité variable. Le blindage évite de capter le champ électrique.

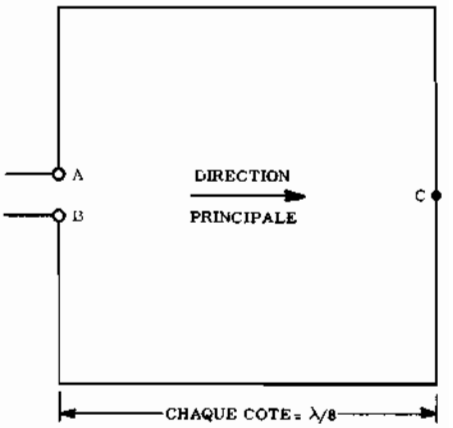


Fig. 10 - Antenne à spire carrée, de longueur égale à 1/2 λ. La ligne de transmission est branchée entre A et B.

Il est donc possible à un navire en mer, ou a un avion dans les airs, de déterminer sa position par rapport à un émetteur fixe, à terre, dont la position est connue.

Le blindage électrostatique qu'on voit à l'extérieur du conducteur, sur la figure 9, sert à éliminer l'effet d'antenne, c'est-à-dire qu'il empêche le champ électrique d'induire dans la spire des variations de courant. Cet effet a pour conséquence une destruction de la symétrie du diagramme de rayonnement, l'un des deux lobes, devenant plus important que l'autre. C'est donc un effet parasite.

Le blindage est constitué par un tore métallique (cuivre ou aluminium) à l'intérieur duquel est placée la spire. Seul, par conséquent, le champ magnétique rayonné induit une f.é.m. Le cadre est donc une catégorie spéciale d'antennes, utilisant le champ magnétique de rayonnement.

Spires demi -onde. - Quand la longueur totale du conducteur est comparable à la longueur d'onde du signal, on obtient un brusque changement des caractéristiques électriques du circuit. Considérons, par exemple, la spire représentée par la **figure 10**. Il s'agit d'une spire carrée constituée par un conducteur ayant une longueur totale égale à une demi-longueur d'onde; ce qui correspond à 1/8 de la longueur d'onde pour chaque côté du carré.

Alimentons une spire de ce genre par le centre de l'un des côtés. La répartition du courant n'est plus uniforme, mais son allure est identique à celle qui se manifeste dans un conducteur rectiligne demi-onde. Cela signifie qu'un ventre de courant apparaît au centre du côté opposé à celui où se trouvent les bornes A et B d'alimentation, c'est-à-dire au point C, tandis que deux noeuds apparaissent aux bornes elles-mêmes. Cette caractéristique électrique particulière fait que le champ est maximum dans le plan de la spire et dans la direction allant des bornes A et B vers le côté opposé. La résistance de rayonnement d'une antenne de ce genre est de l'ordre de 50 ohms. Cela est valable si la résistance de rayonnement est mesurée à un ventre de courant, c'est-à-dire au point C. Si, au contraire, nous mesurons l'impédance aux points A et B où le courant est minimum et la tension maximum, on peut trouver une valeur de l'impédance beaucoup plus élevée, de l'ordre de plusieurs milliers d'ohms.

Les antennes de ce type peuvent être utilisées à l'émission. Leur directivité n'est pas très prononcée; par exemple, les diagrammes de rayonnement d'un dipôle demi-onde ou d'une spire réduite présentent quelques directions où le rayonnement est nul tandis que dans le cas de la spire carrée demi-onde, le rayonnement est le même dans toutes les directions. En effet, il est maximum dans la direction que nous avons signalée, mais, en même temps, il continue d'exister, quoique plus faiblement, dans la direction perpendiculaire et dans la direction opposée.

Spires onde entière. - Les spires carrées qui présentent une longueur totale égale à une longueur d'onde entière, ont des caractéristiques différentes de celles vibrant en demi-onde. Tout d'abord, l'alimentation peut se faire soit par le centre de l'un des côtés, soit par l'un des sommets. En ce qui concerne l'effet directif, la différence est importante. En effet, la spire demi-onde produit un rayonnement maximum dans le plan même de la spire tandis que celle à onde entière fournit, dans un tel plan, un rayonnement minimum.

La direction dans laquelle le rayonnement d'une spire carrée vibrant en onde entière est maximum, correspond à la perpendiculaire au plan de la spire et les ondes émises ont une polarisation différente, suivant le point par où on l'alimente. Si, en effet, on alimente la spire par le centre d'un côté, la polarisation est verticale tandis que si on l'alimente par une extrémité, elle est horizontale.

ANTENNES DIRECTIVES

Gain. - Nous avons dit que toutes les antennes, même les plus simples, ont un rayonnement directif, c'est-à-dire variable en fonction de la direction. Nous avons donné aussi la définition de l'antenne isotropique. Supposons maintenant que nous fournissons à une telle antenne une certaine puissance qui déterminera un champ électromagnétique d'intensité uniforme dans

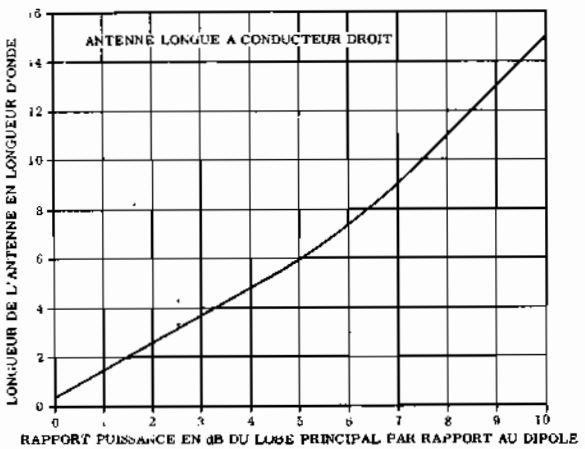


Fig. 11 - Courbe donnant le gain en puissance, dans la direction principale d'une antenne à fil long, par rapport à un dipôle demi-onde, en fonction de la longueur de l'antenne elle-même.

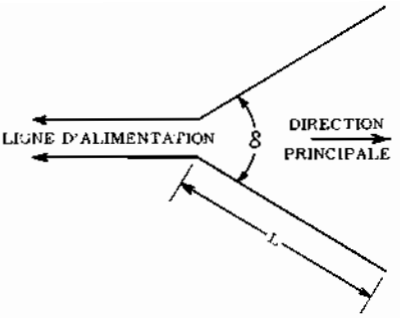


Fig. 12 - Exemple d'antenne en « V », constituée pratiquement de deux antennes à fil long faisant un certain angle entre elles. En faisant varier l'angle « δ », on peut faire coïncider les deux directions principales de propagation au profit du rendement.

toutes les directions; ensuite, remplaçons l'antenne isotropique par une antenne réelle, en maintenant toujours constante la puissance fournie et la position. Il en résulte un diagramme de rayonnement très différent, au moyen duquel on peut déterminer des directions où l'intensité du champ rayonné est plus grande que celle relative au champ de l'antenne isotropique et d'autres où elle est plus petite.

Considérons maintenant la direction où le rayonnement est maximum (direction principale) et soient E_1 l'intensité du champ produit à une distance **d**; P_1, la puissance rayonnée. Soit, d'autre part, P_2 la puissance rayonnée par une antenne omnidirectionnelle (isotropique) produisant à la distance d le même champ E_1. Le gain de l'antenne est défini par l'un des rapports:

$$g = P_1/P_2; \quad G_{dB} = 10 \log_{10} P_1/P_2$$

Par exemple, le gain d'un dipôle demi-onde est égal à 1,64; soit: 2,148 dB.

Lorsque l'antenne est orientée dans une direction déterminée, le gain est un facteur décisif, étant donné qu'il détermine la portée de la transmission. On étudie donc des antennes particulières, comportant souvent des éléments multiples de rayonnement, qui permettent d'obtenir des gains très élevées (antennes directives). Examinons sommairement les principes généraux et décrivons quelques types particuliers d'antennes directives.

Principes généraux. - La directivité intéresse aussi bien l'angle de rayonnement situé dans le plan vertical que celui situé dans le plan horizontal. La valeur de l'énergie électromagnétique qu'une antenne rayonne dans une direction déterminée, au moyen des ondes de sol, dépend en effet des intensités de champ rayonnées dans les différentes directions intéressant le plan horizontal; la directivité verticale, au contraire, entre en jeu surtout dans les transmissions réalisées au moyen des ondes d'espace, puisque, nous le savons, il faut que ces émissions soient effectuées sous un angle de rayonnement vertical bien défini, de façon qu'on puisse obtenir la réfraction désirée sur les couches de l'ionosphère.

Toutes les antennes, sauf celles disposées verticalement, présentent une plus ou moins grande directivité dans le plan horizontal. Une telle directivité peut être augmentée au moyen de systèmes constitués de plusieurs éléments, dont chacun contribue à renforcer le champ dans la direction principale de rayonnement choisie d'avance. Les conditions de directivité optimum sont beaucoup plus facilement remplies lorsque l'on travaille avec des fréquences très élevées et, aussi, lorsqu'on diminue les dimensions des éléments rayonnants.

Antennes à fil long. - Il s'agit d'antennes constituées d'un seul élément, alimentées de la même manière qu'un dipôle demi-onde. Elles ont une longueur correspondant à un multiple élevé de la demi-longueur d'onde. Comme on peut le voir en examinant les diagrammes de rayonnement représentés dans la leçon 123, se rapportant à des conducteurs de différentes longueurs, on constante qu'au fur à mesure que la longueur électrique de l'antenne augmente, ses propriétés directives augmentent aussi. En effet, quoique le diagramme de rayonnement se divise en un certain nombre de lobes, il existe toujours deux lobes principaux pour lesquels on obtient un gain très net.

Un second avantage à l'actif des antennes à fil long, réside dans la possibilité de les utiliser pour des transmissions sur des fréquences différentes. Dans le cas du dipôle demi-onde, la fréquence d'accord est très critique tandis que dans les antennes accordées sur le double de la longueur d'onde, elle peut varier entre des limites plus étendues. Au fur et à mesure qu'on augmente la longueur électrique, la fréquence de transmission devient de moins en moins critique, jusqu'à ce que l'on arrive à couvrir, avec une même antenne, une bande de fréquence de transmission relativement large.

Les antennes à fil long présentent aussi des inconvénients surtout aux fréquences les plus basses; elles requièrent, en fait, un emplacement très vaste, si l'on tient compte des dimensions considérables correspondant à plusieurs longueurs d'onde. De plus, pour la même raison, une structure mécanique plus solide est né-

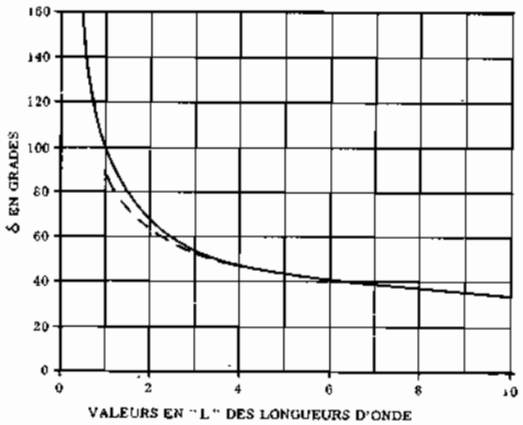


Fig. 13 - Courbe pour la détermination de l'angle « δ », en fonction de la longueur des deux bras de l'antenne en « V », exprimée en multiples de la longueur d'onde.

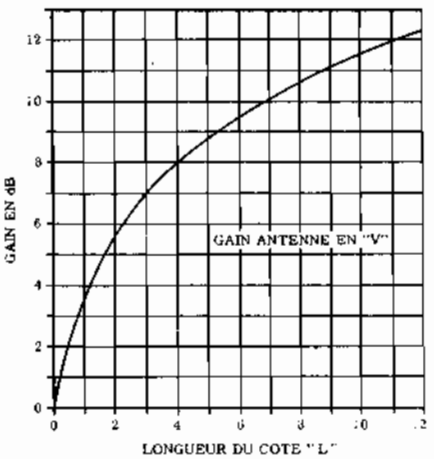


Fig. 14 - Courbe représentant le gain en dB d'une antenne en « V », de longueur supérieure à 1/2 λ, par rapport à celui d'un dipôle demi-onde.

cessaire, afin de supporter le poids considérable du système rayonnant.

L'alimentation d'une antenne à fil long peut se faire en courant ou en tension. L'alimentation en courant s'effectue en coupant le fil à un ventre de courant et, aux deux bornes ainsi obtenues, on branche la sortie de la ligne de transmission au moyen d'une adaptation convenable. L'alimentation en tension doit, au contraire, s'effectuer à une extrémité, c'est-à-dire à un ventre de tension; elle peut être effectuée soit au moyen d'une ligne de transmission soit en se servant de la partie descendante de l'antenne, que l'on relie directement à l'émetteur. Cette dernière disposition est donc semblable à celle qui concerne l'antenne Fuchs.

Nous avons dit que l'effet directif d'une antenne à fil long est nettement supérieur à celui d'un dipôle demi-onde, ce qui signifie que cette antenne offre un gain plus grand. Etant donné que le dipôle demi-onde est le type d'antene le plus simple, les gains des antennes directives s'expriment souvent par rapport au gain du dipôle demi-onde. Par exemple, la **figure 11** représente une courbe qui indique, en fonction de la longueur, le gain d'une antenne à fil long par rapport au gain obtenu au moyen d'un dipôle demi-onde.

Antennes en « V ». - Ces antennes appartiennent, en quelque sorte, à la catégorie précédente, étant donné qu'elles sont pratiquement formées de deux antennes à fil long reliées à une extrémité et ouvertes à l'autre. Les deux conducteurs forment entre eux un certain angle δ, comme le montre la **figure 12**. En choisissant convenablement l'angle δ, il est possible de faire coïncider les directions relatives avec les lobes de rayonnement principaux des deux conducteurs. En d'autres termes, il s'agit de faire en sorte que les deux branches du « V » puissent rayonner dans la même direction et par suite, se renforcer mutuellement.

La valeur optimale de l'angle δ peut être déterminée expérimentalement, ou bien au moyen de la courbe représentée par la **figure 13**. Sur l'axe des abscisses on a reporté la longueur du conducteur **L** exprimée en multiple de la longueur d'onde λ. Sur l'axe des ordonnées, on peut lire la valeur optimale correspondante de l'angle δ calculé théoriquement (courbe en trait pleins). Pour des longueurs de **L** inférieures à 3λ, on a constaté, dans la pratique, que l'on obtient les meilleurs résultats avec des angles légèrement inférieurs à ceux calculés théoriquement. Nous voyons, en effet, que la courbe en pointillés, qui correspond justement aux valeurs pratiques du gain maximum, se sépare au-dessous de 3 λ de celle en trait plein.

En ce qui concerne la longueur **L** des deux branches du « V », il est nécessaire qu'elle soit un multiple exact de λ/2. Toutefois, pour obtenir une directivité optimum, il est intéressant qu'elle soit égale à plusieurs longueurs d'onde. On peut remarquer cela en observant l'allure de la courbe de la **figure 14**, qui représente le gain d'une antenne en « V », exprimé en dB, par rapport au gain d'un dipôle demi-onde. Si on compare une telle courbe avec celle de la figure 11, relative au gain d'une antenne à fil long simple, on note une forte augmentation du gain dans la direction principale.

L'antenne en « V » est en général disposée parallèlement au sol, c'est-à-dire ayant les deux bras situés dans le même plan horizontal. La distance au dessus de la surface du sol, doit être au moins égale à une demi-longueur d'onde. On obtient les meilleurs résultats avec des hauteurs correspondant à une longueur d'onde entière.

Antennes en losange. - Ces antennes peuvent être subdivisées en deux catégories fondamentales: « antennes en losange résonnantes » et « antennes en losange non résonnantes ». Commençons par étudier les premières.

La forme d'une antenne en losange résonnante est représentée à la **figure 15**. Il s'agit de deux conducteurs repliés, formant un losange ouvert aux deux sommets opposés. A l'un des sommets est branchée la ligne d'alimentation tandis que les deux bornes correspondantes à l'autre extrémité restent libres.

L'antenne en losange résonnante est analogue, par ses propriétés directives, à l'antenne en « V », mais on la préfère à cette dernière parce que, à égalité de longueur totale des conducteurs qui la forment, elle

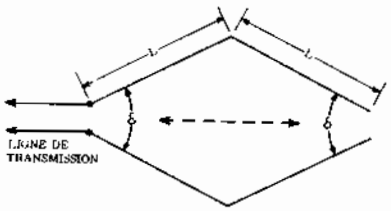


Fig. 15 - Exemple d'antenne en losange résonnante, les câbles se trouvent sur la même polon.

Fig. 17 - Diagramme représentant la directivité d'une antantenne en losange non résonnante (unidirectionnelle).

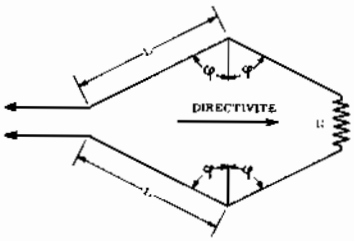


Fig. 16 - Type d'antenne en losange non résonnante. Le sommet opposé à la ligne de transmission est fermé sur une résistance (R) de environ 600 Ω.

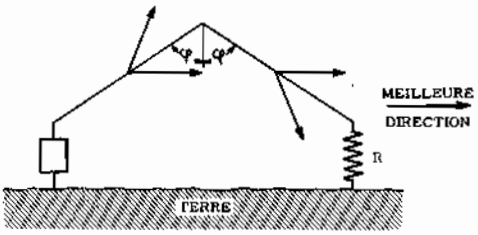


Fig. 18 - Disposition d'une demi-antenne en losange non résonnante, capable de donner le diagramme de rayonnement de la figure 17.

présente un gain plus grand. Ce qui signifie qu'une antenne en losange dont le côté **L** correspond à 4 longueurs d'onde, possède un gain plus grand qu'une antenne en « V » dont le côté est égal à 8 longueurs d'onde. De plus, l'antenne en losange a un diagramme de rayonnement qui est moins affecté par les variations de la fréquence de transmission; par conséquent, elle peut être employée dans une gamme de fréquence plus étendue que l'antenne en « V ». L'inconvénient fondamental de l'antenne en losange, c'est sa construction mécanique. On a besoin d'un support de plus (quatre supports, au lieu de trois pour une antenne en « V »).

Pour calculer une antenne en losange résonnante, on peut avoir recours à la même méthode que celle exposée à propos des antennes en « V ». La longueur **L** de chaque bras est calculée de façon qu'elle soit un multiple de $\lambda/2$ et l'angle peut également déterminer au moyen la courbe de la figure 13. On installe le système d'antenne tout entier dans un plan parallèle à la surface du sol, à une distance égale à environ une longueur d'onde.

Le principe de fonctionnement d'une antenne en losange est très simple et il est analogue à celui de l'antenne en « V ». Il s'agit de choisir l'angle δ de façon que les quatre directions principales de rayonnement des quatre côtés du losange puissent coïncider, en donnant naissance, par suite, à un effet directif total très prononcé, relatif, cette fois, à deux directions principales de sens opposé, indiquées par les flèches pointillées sur la figure 15. Il s'agit donc d'une antenne « bidirectionnelle ».

L'alimentation de ce type d'antenne dépend des gammes de fréquence dans lesquelles on l'emploie. Si on l'utilise dans une seule gamme, une ligne de transmission non résonnante est suffisante tandis que dans le cas où l'on désire l'employer dans plusieurs gammes, il est intéressant d'utiliser des lignes de transmission résonnantes, comme nous l'avons vu pour l'antenne Zeppelin.

Bien que les antennes en losange non résonnantes aient la même structure mécanique que les antennes résonnantes, elles diffèrent de ces dernières par leur comportement électrique. En effet, comme on peut l'observer sur la **figure 16**, les deux bornes du losange opposées au sommet d'alimentation ne sont pas libres, mais fermées sur une résistance R. La valeur optimale de cette résistance est de l'ordre de 600 ohms.

A cette différence d'ordre électrique existant entre les deux types d'antennes en losange, s'en ajoute une autre relative aux diagrammes de rayonnement. L'antenne en losange non résonnante est, en fait, unidirectionnelle, contrairement à l'antenne résonnante qui est, nous l'avons vu, bidirectionnelle. Comme le montre la figure 16, la direction principale de l'antenne non résonnante coïncide avec l'une des deux directions propres de l'antenne résonnante, à savoir avec celle allant du sommet où la ligne d'alimentation est reliée, vers le sommet opposé.

La caractéristique de directivité d'une antenne en losange non résonnante est réprésentée sur le diagramme de la **figure 17**. Voyons comment il est possible d'obtenir un tel diagramme de rayonnement. Considérons à ce propos l'antenne représentée par la **figure 18**. Elle est équivalente à la moitié de l'antenne en losange non résonnante et chacune des deux portions du conducteur rayonne dans les deux directions principales indiquées par les flèches. Si on choisit convenablement l'angle φ entre les deux côtés rayonnants, on peut faire en sorte que deux des directions principales puissent coïncider entre elles, comme le montre la figure.

Passons maintenant à l'antenne en losange et imaginons qu'elle soit constituée de deux antennes du même type que celle de la figure 18, disposées l'une à côté de l'autre, symétriquement. Il s'ensuit que les deux autres côtés auront aussi deux directions principales coïncidant entre elles; de plus, ces directions correspondent aussi, naturellement, à celles des deux premiers côtés et la directivité résultante est presque augmentée de quatre fois, par rapport à un seul côté.

Rappelons, enfin, qu'une telle antenne fonctionne en ondes progressives tandis que l'antenne résonnante fonctionne, elle, en ondes stationnaires.

Leçon n° 126

QUESTIONS sur les LEÇONS 124 et 125

N. 1 — Dans quelle direction réciproque s'effectue la propagation du champ électrique et celle du champ magnétique d'une onde ?

N. 2 — Qu'entend-on par polarisation d'une onde ? Comment se distingue-t-elle ?

N. 3 — De quelle façon, dans les communication par voie radio - électrique, les ondes spatiales et les ondes de sol sont-elles exploitées ?

N. 4 — En combien de parties peut-on subdiviser l'onde de sol rayonnée par une antenne ?

N. 5 — Comment les communications à grande distance sont-elles rendues possible au moyen des ondes spatiales dirigées vers le haut ?

N. 6 — Qu'est-ce que l'ionosphère ? Où se trouve-t-elle par rapport à la surface du sol ?

N. 7 — En combien de couches peut-on diviser l'ionosphère ?.

N. 8 — Qu'est-ce qu'une « zone de silence » ? Quelle différence y a-t-il entre elle et la zone de propagation ?

N. 9 — En quoi consiste le phénomène de l'évanouissement ? A quoi est-il dû principalement ?

N. 10 — Quelle est la caractéristique principale des antennes du type « Fuchs » ?

N. 11 — Quelle différence existe-t-il entre l'alimentation en courant et l'alimentation en tension d'une antenne ?

N. 12 — Pour quelle raison les antennes Marconi sont elles préférables aux antennes «Fuchs » et « Zeppelin »; pour le rayonnement des ondes longues ?

N. 13 — De quelle façon est-il possible d'augmenter la résistance de rayonnement d'une antenne ?

N. 14 — Pour quelle raison une antenne à spire ronde réduite convient-elle mieux pour la réception que pour la transmission ?

N. 15 — Suivant quel principe les antennes à spire fermée permettent-elles de déterminer la direction d'où proviennent les signaux à haute fréquence reçus ?

N. 16 — Comment définit-on le gain d'une antenne ? Comment est-il exprimé ?

N. 17 — Comment est-il possible de rendre maximum la portée et la directivité d'une antenne en « V » ?

N. 18 — Quelle est la différence entre une antenne en losange résonnante et une antenne en losange non résonnante ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 969

N. 1 — Un circuit oscillant ouvert. Selon le type d'appareil auquel il est relié, il capte l'énergie rayonnée dans l'espace ou, au contraire, la rayonne dans l'espace.

N. 2 — De la longueur du conducteur qui la constitue, ainsi que de l'intensité du courant qui circule dans le conducteur.

N. 3 — Lorsqu'elle est en résonance avec la fréquence du signal.

N. 4 — Lorsque la longueur du conducteur est égale à une demi-longueur d'onde du signal, ou bien à un multiple d'une telle valeur.

N. 5 — On a un « noeud » de courant ou de tension aux points où la valeur de ces grandeurs est égale à zéro et un « ventre » aux points où la valeur est maximum.

N. 6 — Le taux d'ondes stationnaires est le rapport entre les valeurs maximum et minimum de la tension le long du conducteur.

N. 7 — Parce que la vitesse de propagation de la haute fréquence dans un conducteur est inférieure à celle que l'on obtient dans l'air; la longueur d'onde étant calculée sur la base de la vitesse dans l'air, il est évident que dans le conducteur la dite longueur est plus petite.

N. 8 — Une antenne dont le conduteur est interrompu au centre, c'est-à-dire au point où la ligne de transmission l'attaque.

N. 9 — Le rapport entre la tension et le courant en un point donné. Non, parce que sa valeur varie de point en point.

N. 10 — La résistance de rayonnement doit avoir la valeur d'une résistance qui connectée en série avec l'antenne en un point où existe un ventre de courant, dissipe une puissance égale à celle rayonnée.

N. 11 — Un graphique qui permet d'établir empiriquement les propriétés directives d'une antenne.

N. 12 — Une antenne imaginaire, dont le diagramme de rayonnement est constitué par une sphère et qui rayonne dans toutes les directions avec la même intensité.

N. 13 — Un câble qui relie un circuit à un autre. Dans la pratique, le mot est utilisé pour désigner les câbles de liaison entre un récepteur ou un émetteur et l'antenne correspondante.

N. 14 — En réalisant la ligne elle-même au moyen de deux conducteurs parallèles situés à une distance constante l'un de l'autre. De cette façon, les deux champs électromagnétiques produits sont en opposition de phase et s'annulent mutuellement.

N. 15 — Deux: à conducteurs parallèles, et à conducteurs coaxiaux. A leur tour, ils sont subdivisés en câbles à diélectrique air et câbles à diélectrique solide.

N. 16 — La résistance apparente, égale au rapport entre la tension et le courant du signal à haute fréquence. Contrairement à ce qui se passe avec les antennes, cette valeur est constante en tous les points de la ligne. De plus, elle est indépendante de la longueur de la ligne et de la fréquence de la ligne.

QUELQUES CONSEILS CONCERNANT la CONSTRUCTION des ANTENNES

Du moment que les antennes sont exposées aux agents atmosphériques et, en particulier, au vent et à la pluie, l'emploi de matériaux de qualité et de caractéristiques particulières s'impose pour leur construction. Afin de réduire les pertes d'énergie à haute fréquence à un niveau négligeable, il est nécessaire que les conducteurs que l'on utilise pour construire l'antenne, aussi bien que ceux destinés à la construction de la ligne d'alimentation, aient une résistivité très faible. Les isolateurs doivent présenter des pertes aussi petites que possible ainsi que de faibles courants parasites superficiels, même s'ils sont mouillés.

Conducteurs

Le diamètre et le type du fil à employer dans la construction d'une antenne dépendent principalement de sa longueur, surtout dans le cas des antennes horizontales. Pour des antennes courtes, il est suffisant d'utiliser des conducteurs de cuivre émaillé de 1,5 mm de diamètre. Pour des antennes de longueur moyenne, au contraire, il est nécessaire que le diamètre du conducteur soit au moins de 2 mm, afin d'éviter l'allongement dû au poids et aux sollicitations mécaniques.

Le fil de cuivre recuit n'est pas à conseiller pour la construction des antennes, même de courte longueur. En effet, il subit — à cause du vent — des allongements notables; même s'il n'arrive pas à se rompre, il se peut que des désaccords se produisent par rapport à la fréquence de résonance de l'antenne. Le fil de cuivre émaillé qu'on trouve dans le commerce est du type recuit: si on veut l'utiliser, il est nécessaire de provoquer le premier allongement au moyen de secousses violentes. Ce faisant, on peut obtenir des caractéristiques presque équivalentes à celle du fil de cuivre brut. De toute façon, la tresse est toujours préférable.

Quand il s'agit d'antennes très longues, ou bien soumises à une forte tension mécanique due à la présence de lourds isolateurs dans la portion centrale, le fil de cuivre n'est plus utilisable, étant donné qu'il pourrait se rompre facilement. Dans ce cas, on préfère utiliser le fil d'acier cuivré et émaillé. Ce type de fil rend les opérations d'installation plus difficiles. Toutefois, en ne subissant ni allongements ni ruptures, il offre une plus grande sécurité; en outre, son emploi est indispensable dans le cas où l'éventuelle rupture de l'antenne peut être la cause d'accidents graves.

Pour éviter des pertes de puissance à haute fréquence, il est nécessaire que le conducteur formant l'antenne soit d'une seule pièce; lorsque cela n'est pas possible et qu'il faut, en conséquence ajouter une certaine longueur de fil, la soudure doit être faite très soigneusement, tant du point de vue mécanique que du point de vue électrique. Si la soudure se trouve au point où existe un ventre de courant, elle doit être réalisée à la perfection; même une toute petite résistance provoquerait une forte dissipation de puissance.

Lignes de transmission

Dans la construction d'une ligne à deux fils parallèles, les supports séparateurs doivent présenter un isolement parfait, au moins égal à celui nécessité par les isolateurs d'antenne. Dans les zones où l'atmosphère contient beaucoup d'impuretés et, en particulier, de la fumée, après un certain temps, les isolateurs peuvent se couvrir d'une couche présentant une certaine conductivité. Par conséquent, on obtient une diminution de l'isolement ainsi que la présence d'éventuels courants superficiels de dispersion. C'est pourquoi on doit nettoyer de temps en temps les isolateurs des lignes de transmission. On ne doit pas penser que, dans ce but, les pluies soient suffisantes, étant donné que les couches d'impuretés qui déterminent les courants superficiels ne sont pas solubles dans l'eau.

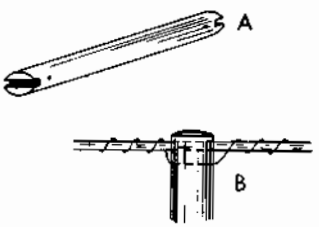


Fig. 1 - Exemple de séparateurs pour lignes de transmission à fils parallèles (A). Les entailles servent à porter le conducteur, maintenu par le fil qui passe par des trous spéciaux, comme en B.

Les lignes de transmission à fils parallèles avec isolement par l'air peuvent être facilement construites à l'aide de matériaux qu'on peut trouver dans le commerce. Pour maintenir constante la distance entre les deux conducteurs, on peut utiliser des supports séparateurs en **céramique** du type de ceux indiqués par la **figure 1**. En **A**, on voit la forme du séparateur et en **B** la méthode de connexion avec un conducteur de la ligne. La connexion est effectuée au moyen d'un fil plus fin qui traverse le trou existant à l'extrémité du séparateur, en l'enroulant autour du conducteur par les deux côtés.

Les lignes prévues pour des fréquences comprises entre 3,5 et 7 MHz utilisent des séparateurs ayant une longueur d'environ 15 cm; pour des fréquences comprises entre 15 et 30 MHz, on préfère des supports de 10 cm. Pour des fréquences supérieures, la distance entre les conducteurs est plus petite.

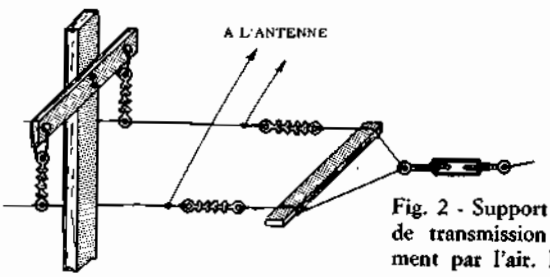


Fig. 2 - Support pour lignes de transmission avec isolement par l'air. Les conducteurs peuvent glisser librement dans les trous des isolateurs.

La **figure 2** représente une seconde méthode de construction des lignes de transmission à fils parallèles à isolement par l'air. Dans ce cas, les supports eux-mêmes font office de séparateurs. Naturellement, ils doivent être assez rapprochés l'un de l'autre, de sor-

te que des variations de distance entre les deux fils, et, donc, de l'impédance de la ligne, ne se produisent pas. Comme on peut le voir en observant la figure, la connexion mécanique entre les conducteurs et les supports est effectuée au moyen d'isolateurs en céramique. Au bout de la ligne, en plus des deux isolateurs, il existe un système destiné à assurer la tension mécanique nécessaire aux conducteurs, que l'on obtient au moyen d'un tendeur. Ce tendeur permet d'établir la tension mécanique de toute la ligne, et non, seulement, de sa dernière portion, puisque les conducteurs ne sont pas fixés rigidement aux isolateurs des supports, mais peuvent glisser librement dans les trous pratiqués dans ces derniers.

Lorsqu'on utilise des lignes de transmission à diélectrique solide, leur appui peut être formé de simples isolateurs ou de supports en céramique ou en matériau plastique, du type de ceux utilisés couramment dans les installations d'antennes de télévision. Il est nécessaire de faire en sorte que ces lignes ne puissent pas s'enrouler autour des fils métalliques, comme, par exemple, les fils tendeurs du support de l'antenne.

Le type de ligne de transmission qui requiert le moins de précautions pendant son installation, est sans doute le câble coaxial à diélectrique solide. Tout d'abord, étant donné la présence de l'enrobage extérieur, la possibilité de couplage avec d'autres conducteurs diminue, même si ces derniers se trouvent très rapprochés l'un de l'autre, ou disposés parallèlement. Les câbles coaxiaux peuvent être fixés directement aux murs d'un immeuble, en utilisant des crochets spéciaux en céramique ou en métal.

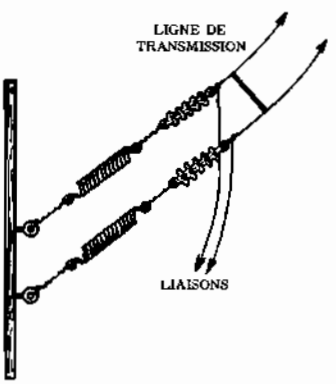


Fig. 3 - Fixation, au mur extérieur, d'une ligne de transmission. Les deux crochets à anneau sont fixés dans le mur: les deux ressorts assurent une certaine tension mécanique. Les deux raccords atteignent l'appareil installé dans l'immeuble en passant à travers deux isolateurs fichés dans le mur.

Occupons-nous maintenant de la technique de raccordement des bornes des lignes de transmission et, en particulier, de la connexion à la sortie de l'appareillage. Etant donné que l'appareil se trouve, en général, à l'intérieur du local, il est nécessaire que la ligne de transmission provenant de l'antenne pénétre à l'intérieur du local. Pour éviter de fortes tractions mécaniques aux bornes de la ligne, il faut que celle-ci, soit fixée solidement à l'extérieur, avant de pénétrer à l'intérieur de l'immeuble, comme le montre la **figure 3**.

Aux mêmes maillons des isolateurs où les bornes de la ligne aboutissent, on relie deux conducteurs de descente qui servent à continuer la ligne de transmission jusqu'à l'intérieur de l'immeuble. La meilleure solution pour supporter les conducteurs, jusqu'à leur arrivée à l'émetteur, consiste à pratiquer deux trous dans le mur pour fixer un type particulier d'isolateur d'entrée, ou « pipe ». Il faut veiller à ce que les trous pratiqués dans le mur, aussi bien que les isolateurs d'entrée, aient un diamètre notablement supérieur à celui du conducteur; parce que, étant donné que dans plusieurs cas la tension existant le long des lignes de transmission est assez élevée, on a besoin d'un très bon isolement pour éviter des dispersions vers la masse.

Fixation des antennes

Le problème relatif à l'installation de l'antenne à la hauteur nécessaire, par rapport au sol, peut être résolu de plusieurs manières, selon la situation locale. En général, on doit faire appel à des poteaux ou treillis spéciaux qui sont souvent maintenus en position verticale à l'aide de câbles de fixation. Parfois, on peut avoir recours — pour fixer l'antenne — à des constructions qui existent déjà ou à des arbres; par exemple, le conducteur peut être tendu entre deux cheminées, ou bien entre un bâtiment et un poteau ou, encore, entre un immeuble et un arbre.

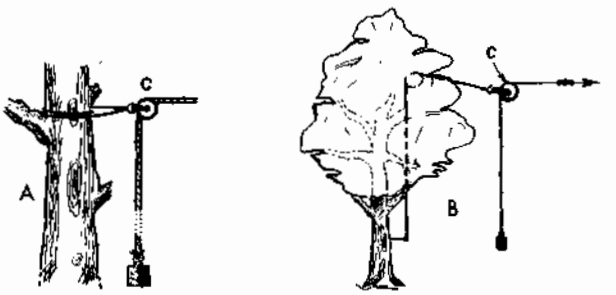


Fig. 4 - En A, fixation de la poulie (C) directement au tronc d'un arbre. Le contre-poids assure la tension mécanique. En B, fixation au moyen d'une double poulie, nécessaire pour lutter contre les oscillations fortes des branches.

Si, comme support d'une extrémité de l'antenne on utilise un arbre, il faut prendre quelques précautions, surtout si ce dernier est plutôt frêle. En effet, les arbres oscillent fortement à cause du vent: par conséquent, en effectuant une fixation de type normal, il pourrait se produire de violentes secousses, capables d'amener la rupture du conducteur, ou, de toute façon, un allongement considérable. Pour éviter ces inconvénients, on peut avoir recours à une fixation au moyen de poulies et de contre-poids, du type représenté par les **figures 4-A** et **4-B**.

Dans les deux cas, l'antenne est reliée, au moyen d'un isolateur céramique du type courant, à une corde, libre de se mouvoir autour de la poulie C. A l'autre bout de la corde, on attache un contre-poids, dont la fonction est d'assurer la tension mécanique du système formant l'antenne. La différence entre les deux méthodes réside dans la façon de fixer la poulie à l'arbre. En A, elle est fixée directement au tronc; c'est une méthode normalement utilisée quand la fixation est effectuée à une hauteur supérieure à celle de l'arbre. En B, au contraire, la poulie est soutenue par une corde qui passe par une autre poulie; la dite corde est reliée par son extrémité à un crochet fixé à la base du tronc. Ce système est utilisé lorsque la présence de branches empêche le libre mouvement de la corde avec le contre-poids au voisinage du tronc. Com-

me on peut le noter sur la figure, on obtient, en fait, un écartement du système de tension de l'antenne par rapport au tronc de l'arbre, vis à vis du cas A.

Poteaux de soutènement

Parmi les supports pour antennes, citons, en premier lieu, les poteaux télégraphiques. Ils sont adaptés à des hauteurs d'environ 10 - 12 mètres et leur installation ne présente aucune difficulté particulière, surtout par le fait que, dans les usages courants, il n'y a pas besoin d'employer de câbles de fixation. Dans ce cas, il est suffisant d'enterrer la partie inférieure du poteau, jusqu'à une profondeur égale à environ 1/10 de la hauteur totale. Pour une meilleure conservation, la partie enterrée doit être protégée par des peintures à base de créosote ou de goudron et la partie extérieure par des peintures communes.

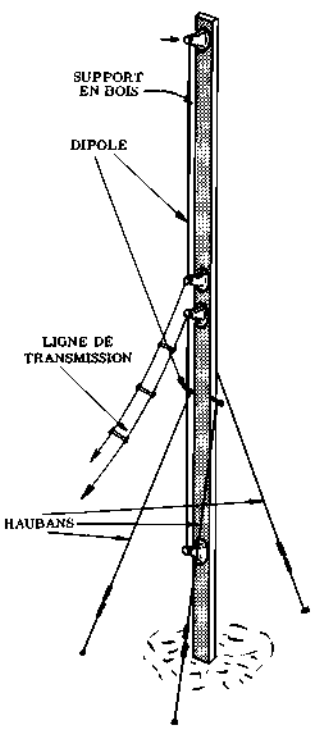


Fig. 5 - Exemple de dipôle vertical, fixé à un poteau en bois. Remarquons les haubans fixés au sol, afin d'assurer au système la rigidité maximum, et la ligne de transmission avec isolement à air (séparateur).

En cas d'emploi de poteaux d'une hauteur supérieure à 12 mètres, il est presque toujours nécessaire de recourir à des câbles de fixation. Pour savoir si ces derniers sont indispensables, il faut tenir compte, en plus de la hauteur du poteau, des tractions mécaniques auxquelles il est soumis. Ces tractions dépendent principalement du vent et du poids de l'antenne. De plus, il est clair que — dans le cas d'antennes horizontales — la force exercée par ces dernières sur les poteaux est normalement supérieure à celle exercée par les antennes verticales. Le câble qu'on emploie normalement pour la fixation de poteaux est du type en fer zingué, afin d'éviter la possibilité d'oxydation; son diamètre doit être considérable, étant donné qu'il est soumis à de fortes tensions mécaniques.

En ce qui concerne les mâts des antennes qui sont installées sur le toit d'un immeuble, une remarque particulière s'impose. Puisqu'ils sont installés dans une position déjà élevée par rapport au sol, il n'est pas nécessaire qu'ils soient très grands. Naturellement, il

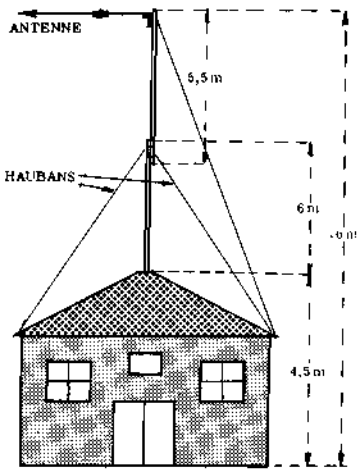


Fig. 6 - Installation d'un support sur le toit d'une construction de hauteur limitée. La portion inférieure est maintenue au moyen de quatre haubans et la portion supérieure, au moyen, de 2 seulement, installés de façon à équilibrer la traction exercée par l'antenne. De cette façon on peut atteindre des hauteurs relativement élevées.

est indispensable de faire appel à la fixation au moyen de câbles. Voyons maintenant deux exemples pratiques de constructions de ce genre, l'une pour antenne verticale et l'autre pour antenne horizontale.

La **figure 5** représente un poteau pour dipôle demi-onde disposé verticalement, prévu pour travailler dans la bande des 6 mètres ou dans celle des 10 mètres. La hauteur totale du support en bois ne dépasse pas, de toute façon, 8 mètres. La section du poteau peut être, à titre d'exemple, de 5 × 8 cm, puisqu'une grande robustesse n'est pas nécessaire, comme il s'agit d'une antenne verticale. Les dimensions indiquées sont seulement indicatives, elles peuvent être modifiées selon les disponibilités pratiques.

Au sommet du poteau, l'antenne n'exerce pas une traction transversale; donc on n'a pas besoin de câbles de fixation nombreux. D'habitude, trois câbles disposés symétriquement, c'est-à-dire faisant entre eux des angles de 120° autour du poteau et fixés à peu près à la moitié de la hauteur de celui-ci, sont suffisants. Dans le cas où le toit est plan, ou bien lorsque l'antenne est installée sur une terrasse, il n'est pas nécessaire de fixer le bas du support; celui-ci, une fois que les câbles de fixation sont bien tendus, tient automatiquement. Si, au contraire, le toit est incliné, on doit pratiquer dans le bas du poteau une encoche en « V », afin qu'il puisse s'adapter parfaitement à l'angle d'inclinaison du toit.

Considérons maintenant la **figure 6** qui représente un système de soutènement pour une antenne horizontale, disposé au sommet du toit d'une petite construction comme, par exemple, un garage. Dans ce cas, étant donné que le toit se trouve à une hauteur de 6 mètres seulement par rapport au sol, on emploie un

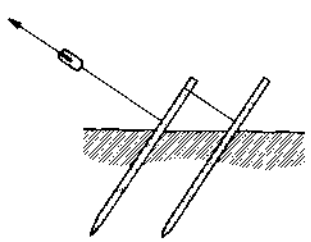


Fig. 7 - Système de fixation au sol au moyen de câbles de fixation. On peut noter deux piquets qui, grâce à leur disposition, subdivisent l'effort. Dans quelques cas, un seul piquet est suffisant.

poteau d'antenne plus haut, que l'on obtient au moyen de deux tiges disposées l'une à la suite de l'autre. Naturellement, la hauteur totale des deux tiges étant

supérieure à celle du cas précédent, il est nécessaire que leur section soit aussi plus grande.

L'antenne étant horizontale, exerce une forte tension transversale sur le sommet du poteau, dans la direction indiquée par la flèche. Donc, un plus grand nombre de câbles de fixation y est nécessaire. Ils sont six au total dont quatre au point central (zone de jonction des deux tiges) et deux au sommet. Les quatre câbles fixés au centre sont dirigés vers les quatre angles du toit; les deux autres, fixés à l'extrémité supérieure, sont dirigés vers les deux angles qui se trouvent du côté opposé à l'antenne horizontale, par rapport au poteau. De cette façon, on équilibre la traction exercée en sens opposé par l'antenne.

Câble de fixation

Pour la fixation des poteaux et des mâts dont la hauteur est comprise entre quelques mètres et 15 mètres environ, on peut utiliser des câbles constitués de fil de fer zingué de 2 mm de diamètre. Etant donné la longueur élevée des câbles de fixation, il est possible qu'elle puisse être égale à un multiple exact de $\lambda/2$. Dans ces conditions, les câbles de fixation se comporteraient comme des antennes résonnantes et pourraient provoquer des interférences avec le système d'antenne.

Pour éviter l'inconvénient que nous venons de signaler, on fait appel à une subdivision des câbles de fixation en plusieurs portions, reliées l'une à l'autre au moyen d'isolateurs. Chaque portion doit avoir une dimension inférieure à la plus petite longueur capable d'entrer en résonance sur la fréquence de transmission. Par exemple, si la longueur d'onde est de 10 mètres, chaque portion doit avoir une longueur inférieure à 3 ou 4 mètres, de façon qu'elle ne puisse pas se comporter comme un conducteur vibrant en demi-onde.

La fixation des haubans au terrain peut être réalisée de diverses manières. L'une des méthodes les plus simples consiste à les accrocher à la base d'un arbre ou à une construction; toutefois, cela n'est possible que dans des cas particuliers, c'est-à-dire lorsque les arbres ou les constructions, sont disposés convenablement.

Une autre méthode relativement simple, que l'on peut utiliser dans le cas où les poteaux ne sont pas très élevés, est la suivante: il s'agit essentiellement de ficher dans le terrain un piquet de 2 ou 3 cm de diamètre, avec un angle d'inclinaison approprié, par rapport à la surface du sol. Naturellement, il faut aussi considérer la direction du câble de fixation: les meilleures conditions de stabilité sont obtenues avec un angle piquet-câble de fixation de 90°.

Un système peut-être plus efficace, consiste à utiliser deux piquets enfoncés dans le sol, comme le montre la **figure 7**. Dans ce cas, la traction appliquée par le câble de fixation au premier piquet est partiellement répartie sur le second piquet.

Sur la **figure 8**, on peut noter un autre type de fixation au sol des haubans. Il s'agit d'une lourde planche de bois, ayant une longueur d'environ 1,5 m, et une section rectangulaire de 5 × 15 cm au moins. A cette planche, qui est enterrée à environ 1 m de profondeur, parallèlement à la surface du sol, sont fixés

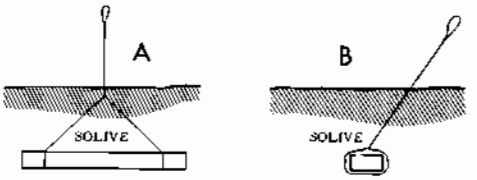


Fig. 8 - Fixation au sol des haubans, au moyen d'une petite planche en bois enterrée à une certaine profondeur. Le câble de fixation est relié à la planche par une bifurcation qui distribue l'effort sur toute la longueur. En A, vue frontale et en B, vue latérale. Remarquons l'inclinaison du câble de fixation.

deux câbles. En A, on voit une coupe longitudinale et en B, une coupe transversale.

Les isolateurs qu'on utilise pour relier chaque portion de câble de fixation à la suivante sont en forme d'oeuf. Nous en voyons un exemple sur la **figure 9**. Ce type d'isolateur est excellent parce que, même en cas de rupture due à une tension excessive du câble, l'ensemble de la structure n'est pas affectée.

Lorsque le câble de fixation possède un diamètre considérable, l'opération de repliage, après insertion du câble dans le trou ou la rainure de l'isolateur, est plutôt longue est difficile, si on l'effectue à la main ou à l'aide des pinces normales. Dans ce but, il est avantageux d'utiliser l'outil simple représenté sur la figure 9. Il s'agit d'une simple plaque de fer ou d'acier, plus ou moins épaisse, pourvue d'un trou de diamètre supérieur à celui du câble de fixation, pratiqué au voisinage d'une extrémité. Après avoir fait passer le câble dans le trou ou la rainure spéciale existant sur l'isolateur, on tâche de faire à la main, ou à l'aide d'une pince, un ou deux tours de fixation, et ensuite on passe la borne du câble à travers le trou de l'outil dont nous avons parlé. Il est alors facile, en tournant ce dernier dans le sens indiqué par la flèche sur la figure, d'obtenir un joint mécanique parfait, avec la tension désirée.

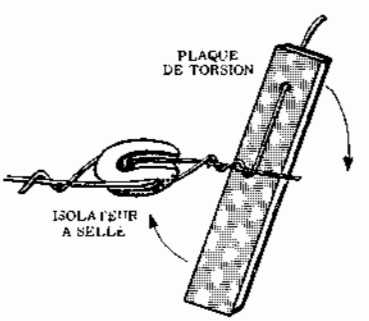


Fig. 9 - Méthode pour la fixation du câble d'acier à un isolateur. La plaque de torsion permet d'enrouler le fil sur lui-même, en assurant au système la robustesse maximum.

L'obtention d'une bonne tension mécanique des câbles de fixation est absolument indispensable, si l'on veut que la structure portant l'antenne puisse rester bien fixe et solide, même en cas de vent. Par conséquent, en plus des joints, on introduit parfois des tendeurs. Ceux-ci sont indispensables seulement dans le cas où les câbles de fixation doivent soutenir des poteaux ou des mâts très grands, de hauteur supérieure à 15 mètres.

Poulies et cordes

Nous avons vu que le meilleur système pour fixer les antennes horizontales aux supports relatifs — po-

teaux ou arbres — est celui qui fait appel à une corde libre de se mouvoir sur une poulie, réunie par une extrémité avec l'antenne et par l'autre avec un contre-poids. Le choix de la corde est assez critique, étant donné que le frottement continu de cette dernière le long de la poulie et la corrosion due aux intempéries,

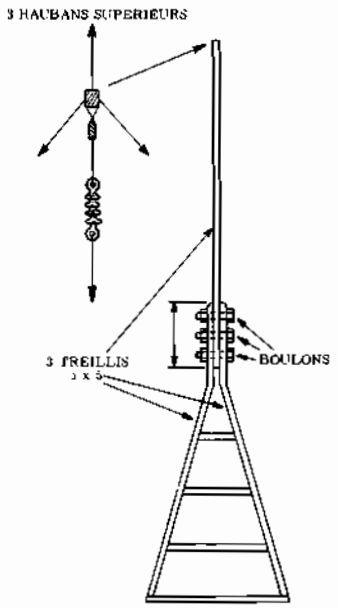


Fig. 10 - Exemple de treillis en « A ». Le support supérieur est fixé au support inférieur au moyen de trois boulons. En haut et à gauche, on voit le même treillis vu d'en haut. Remarquons la disposition des câbles de fixation, et la direction du conducteur d'antenne, fixé à l'aide d'un isolateur courant en céramique.

requièrent l'emploi de matériaux très résistants. Les câbles métalliques ne sont pas aptes, soit parce qu'ils sont trop rigides, même s'ils sont tressés, soit parce qu'ils pourraient entrer en résonance, perturbant ainsi le fonctionnement de l'antenne. Les cordes en « nylon » sont peut-être la meilleure solution, étant donné qu'à cause de leur résistance élevée, elles peuvent être utilisées pendant plusieurs années avant qu'on soit obligé de les remplacer. Elles sont, toutefois, coûteuses et c'est pourquoi on utilise souvent des cordes du type courant, mais celles-ci doivent être convenablement im-

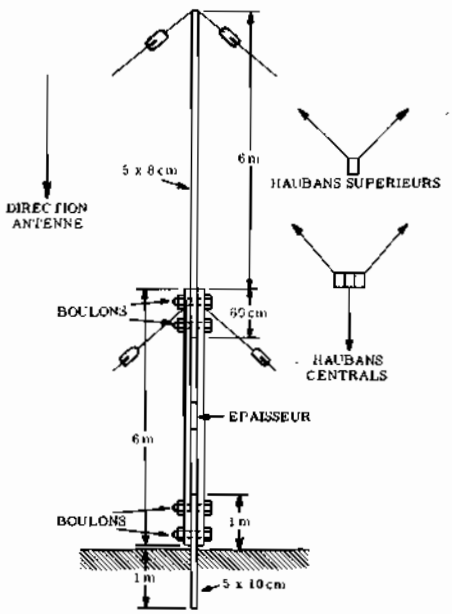


Fig. 11 - Autre type de treillis de réalisation plus simple. Les deux tiges inférieures, convenablement séparées, maintiennent le support supérieur et la portion inférieure qui doit être enterrée. Trois haubans sont fixés vers la mi-hauteur et deux autres, opposés à l'antenne, sont fixés au sommet.

perméabilisées. La durée de ces cordes dépasse deux années et il est bon de vérifier périodiquement leur état, si on veut éviter une rupture imprévue avec, pour conséquence, la chute de l'antenne.

En ce qui concerne les poulies, les modèles en fer galvanisé sont très utilisés, mais ces modèles ont une durée limitée, surtout dans les zones humides ou côtières. Dans ce cas, il est préférable d'employer des poulies en bois dur, à disques latéraux et supports en bronze. Une bonne lubrification est essentielle, si on désire éviter une usure prématurée. Pour cela, on peut utiliser des graisses minérales tandis qu'on doit éviter toutes les huiles.

Vis à vis du contre-poids, aucune remarque particulière est nécessaire. Il peut être constitué d'un bloc de ciment, pourvu d'un anneau métallique d'accrochage, aussi bien que d'un bloc métallique, par exemple de plomb. On doit éviter les matériaux ferreux, à cause de la rouille. Le poids doit être adapté à celui du conducteur qui constitue l'antenne, de façon à le tendre suffisamment mais sans effort excessif. Pour plus de sécurité, il est préférable que le contre-poids se trouve à peine soulevé du sol et qu'il soit accroché très solidement. Pour cette raison, on doit éviter l'usage de pierres comme contre-poids.

Treillis

Les poteaux télégraphiques ne sont pas toujours faciles à trouver. De plus, ils ont des hauteurs ne dépassant pas 12 mètres. Dans plusieurs cas, on préfère faire appel aux treillis fixés au moyen de câbles. Ces treillis, dont nous voyons deux exemples sur les **figures 10** et **11**, peuvent être construits avec des tiges en bois de section moyenne, ils sont alors légers et faciles à installer.

Le type de treillis le plus simple est celui de la figure 10: il est à conseiller pour les hauteurs allant de 10 à 12 mètres et il est appelé treillis en « A », à cause de sa forme particulière. Les tiges nécessaires à sa construction sont en bois, et elles peuvent avoir, par exemple, une section carrée de 5 cm de côté. La portion supérieure, à tige unique, possède une hauteur de 6 ou 7 mètres; trois haubans de type normal sont fixés à son sommet, disposés entre eux à 120°. Il est bon que l'un de ces câbles de fixation soit disposé exactement dans la direction opposée à celle de l'antenne, afin d'équilibrer la traction.

Le treillis de la figure 11 est, lui aussi assez robuste, facile à construire et peu coûteux. Il convient à des hauteurs d'environ 12 mètres et il est constitué de deux sections. La section supérieure est une simple tige en bois, de 5 × 8 cm de section, fixée entre deux tiges du même type, qui constituent la section inférieure, au moyen de boulons. La distance entre ces deux tiges est maintenue constante à l'aide de deux séparateurs, l'un au centre et l'autre en bas. Ce dernier de section plus grande, par exemple, 5 × 10 cm, est fixé dans le sol à environ 1 mètre de profondeur, afin d'assurer une plus grande stabilité.

Les câbles de fixation de ce treillis sont au nombre de cinq, disposés à des hauteurs différentes. Trois sont fixés à demi-hauteur, d'une façon symétrique tandis que les deux autres sont disposés de façon asymétrique comme le montre la figure. Ces derniers servent à exercer une traction prédominante dans la direction opposée à celle de l'antenne.

Leçon n° 127

LES EMETTEURS

Les radiocommunications requièrent, évidemment, la production et le rayonnement d'ondes électromagnétiques. Ces ondes, qui se propagent à travers l'espace, nous l'avons dit à plusieurs reprises, à la vitesse de la lumière, servent de véhicule à l'information que l'on désire transmettre à grande distance. Les ondes électromagnétiques destinées aux radiocommunications sont produites par un **émetteur**. Il s'agit, en somme, d'un générateur de tensions alternatives de haute fréquence, obtenues au moyen d'un oscillateur électronique, suivi d'un certain nombre d'étage amplificateurs et multiplicateurs de fréquence. L'oscillateur est désigné sous le vocable de **maître oscillateur** ou **étage pilote**.

Pour rayonner efficacement un signal haute fréquence, une antenne doit avoir, nous l'avons déjà dit, des dimensions bien déterminées en rapport avec la longueur d'onde ($l = \lambda/4$ ou $\lambda/2$, par exemple). La longueur d'onde, rappelons-le, est la distance parcourue par l'onde, dans l'espace, pendant la durée d'une période. Elle peut être calculée facilement, lorsqu'on connait la fréquence, au moyen de la formule:

$$\lambda = \frac{300}{F}$$

où λ est la longueur d'onde, en mètres et **F**, la fréquence de transmission, en MHz.

Etant donné que les dimensions de l'antenne diminuent avec la longueur d'onde, il est beaucoup plus facile de réaliser une antenne pour ondes courtes et très courtes qu'une antenne pour ondes moyennes ou longues, et avec un rendement supérieur. Une transmission sur 50 kHz, par exemple, requiert une antenne ayant une longueur d'environ 1 500 m: à 30 MHz, cette longueur (qui correspond à $\lambda/4$) descend à 2,5 mètres. Actuellement, on réalise des transmissions radioélectriques sur des fréquences de 10 000 MHz, correspondant à une longueur d'onde de 3 cm et, de plus, on est en train d'expérimenter des fréquences de transmission supérieures.

Types d'ondes radio électriques

Nous indiquerons, tout d'abord, la classification internationale des principaux types d'ondes que l'on est susceptible de rencontrer. Cette classification distingue les 5 types suivants:

a - Type A_1: Radiotélégraphie à ondes entretenues pures. Dans ce cas, l'émetteur rayonne une onde parfaitement sinusoïdale, d'amplitude constante, découpée par un manipulateur selon un code bien déterminé, le code Morse, par exemple, comme l'indique la **figure 1-A**. On voit que l'onde est interrompue entre deux signaux.

b - Type A_2: Radiotélégraphie en ondes entretenues modulées. Dans ce cas, l'émetteur rayonne une onde modulée en amplitude à une fréquence musicale de 800 ou 1 000 Hz, comme l'indique la figure 1-**B**. Cette fois, on le voit, l'onde porteuse subsiste entre deux signaux et c'est la modulation qui est interrompue.

c - Type F_1: Radiotélégraphie par déplacement de fréquence. Dans ce cas, la manipulation provoque une variation de fréquence à la cadence du code choisi.

d - Type A_3: Radiotéléphonie à modulation d'amplitude (téléphonie commerciale, radiodiffusion, télévision). La forme de ce type d'onde nous est familière.

e - Type F_3: Radiotéléphonie à modulation de fréquence (police, radiodiffusion-télévision, etc...). La forme de ce type d'onde nous est également familière.

EMETTEURS A ONDES ENTRETENUES PURES

Etudions maintenant l'émetteur proprement dit qui, en l'absence de circuits de modulation, n'est autre chose qu'un générateur d'ondes entretenues pures.

Le schéma-blocs (ou schéma synoptique) de l'émetteur est représenté par la **figure 2**. Le générateur d'oscillations Haute Fréquence proprement dit y est désigné sous le vocable « d'oscillateur ». Le manipulateur k sert à interrompre périodiquement le circuit, afin de permettre la transmission d'une information quelconque, sous forme de signaux traduisant un code déterminé (code télégraphique Morse, par exemple). L'étage « séparateur » est un amplificateur de puissance fonctionnant en classe C, dont le circuit anodique est accordé sur la fréquence de l'oscillateur. D'une façon générale, dans un émetteur, tous les étages qui suivent l'oscillateur sont des amplificateurs de puissance.

La construction d'un étage pilote stable est d'autant plus facile que la fréquence d'oscillation est plus faible. D'autre part, celui-ci est, le plus souvent, du type à quartz piézoélectrique. Or, le cristal de quartz est d'autant plus facile à tailler que sa fréquence propre, c'est-à-dire sa fréquence de résonance principale, est plus basse; celle-ci étant inversement proportionnelle à l'épaisseur de la lame:

$$F = \frac{1,675}{e}; \text{ en MHz/mm}$$

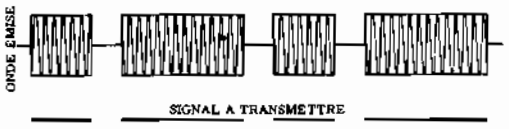


Fig. 1-A - Onde du type A1. L'onde entretenue pure est découpée par un manipulateur, selon un code bien déterminé (code Morse).

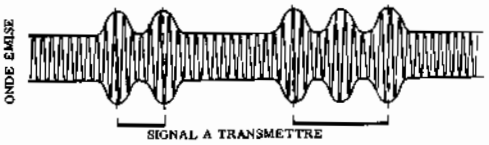


Fig. 1-B - Onde du type A2. L'onde entretenue est modulée en amplitude a une fréquence musicale de 800 ou 1 000 Hz.

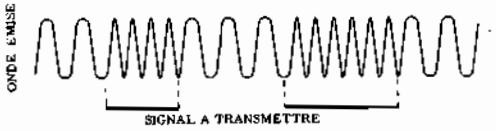


Fig. 1-C - Onde du type F1. La manipulation provoque un déplacement de fréquence à la cadence du code choisi.

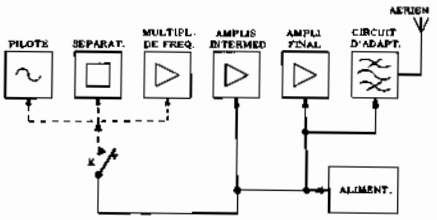


Fig. 2 - Schémas-blocs d'un émetteur de radio-télégraphie. La modulation n'existe pas et la porteuse est interrompue au moyen du manipulateur qui coupe l'alimentation de l'oscillateur. Au moyen de ce système de « manipulation », il est possible de transmettre une information quelconque suivant un code déterminé.

Il est donc impossible d'obtenir des quartz de bonne qualité, résonnant sur des fréquences élevées. Cela conduirait, en effet, à des lames d'épaisseur très faible donc mécaniquement très fragiles.

Pour toutes ces raisons, l'étage pilote d'un émetteur fonctionne toujours sur une fréquence égale à un sous-multiple de la fréquence de l'émission. Pratiquement, la fréquence d'oscillation du maître oscillateur est inférieure ou, au plus, égale à 10 MHz.

C'est pourquoi l'on dispose, après l'étage séparateur, d'étages **multiplicateurs de fréquence.**

Ce sont des amplificateurs classe C, dont les circuits anodiques des tubes sont accordés sur une fréquence égale à un multiple entier de la fréquence du signal d'entrée. Le courant anodique d'un tube fonctionnant en classe C est, en effet, très déformé, donc très riche en harmoniques. Donc, si l'on branche en série avec l'anode de ce tube un circuit oscillant accordé sur l'une des harmoniques 2 f, 3 f,... (f étant la fréquence de la tension d'entrée), on recueillera aux bornes de ce circuit une tension sinusoïdale de fréquence 2 f, 3 f,... Si la tension a pour fréquence 2 f, on a affaire à un **doubleur** de fréquence. Si cette tension a pour fréquence 3 f, l'étage est un **tripleur** de fréquence.

Supposons, par exemple, que nous voulions utiliser une fréquence de transmission de 240 MHz. La fréquence maximum que l'on peut obtenir d'un circuit oscillateur à quartz est, nous l'avons vu, à peu près de 10 MHz; donc, on pourra adopter un étage pilote fonctionnant sur cette fréquence. Il sera suivi par l'étage séparateur et les étages multiplicateurs de fréquence. Le premier de ces étages aura un circuit de charge accordé sur 40 MHz, c'est-à-dire sur la quatrième harmonique du signal d'entrée. Un autre étage successif, du même genre, sera accordé sur 120 MHz et, en conséquence, fournira, à la sortie, la troisième harmonique de son signal d'entrée. Enfin, à l'aide du dernier étage, on réalisera une multiplication de fréquence par deux et on obtiendra la fréquence nécessaire de 240 MHz.

Les étages que nous venons d'examiner remplissent, en quelque sorte, une double fonction: ils multiplient la fréquence et, en même temps, ils séparent l'oscillateur pilote de la charge finale; par conséquent, ce sont également des étages séparateurs.

Entre les étages multiplicateurs et l'étage final, des étages intermédiaires ont pour but de porter la puissance HF à la valeur nécessaire à l'excitation de l'étage final. Dans de nombreux émetteurs qui fonctionnent sur des fréquences relativement basses, l'oscillateur engendre un signal de fréquence égale à celle de l'émission, et l'étage qui se trouve éventuellement entre celui-ci et l'amplificateur de puissance, remplit la seule fonction de séparateur. Cette disposition a pour but d'éviter que les éventuelles variations de charge de l'émetteur puissent affecter la fréquence d'oscillation qui doit être le plus stable possible.

L'étage final est, lui aussi, un amplificateur classe C; il est piloté par le signal existant à la sortie du séparateur. Les impulsions brèves et de grande amplitude du courant anodique d'un tel étage sont transformées en signaux parfaitement sinusoïdaux, grâce au circuit de charge qui est accordé sur la fréquence fondamentale de transmission. De ce circuit, et presque toujours au moyen d'un couplage inductif, l'énergie à haute fréquence est transférée à l'antenne par l'intermédiaire d'une ligne de transmission.

Le maître-oscillateur à quartz

L'un des plus sérieux problèmes auxquels on se heurte lors de l'étude d'un émetteur concerne la stabilité de la fréquence de l'émission. En effet, l'instabilité de fréquence dont un étage oscillateur ordinaire est inévitablement affecté, est à l'origine de deux inconvénients très graves: premièrement, l'émission risque de chevaucher un canal adjacent, avec pour conséquence, la production d'une interférence; en second lieu, l'instabilité de fréquence requiert le réglage continu de l'accord des récepteurs.

Examinons maintenant les causes de la dérive en fréquence d'un oscillateur:

1° - Les composants R-L-C des circuits oscillants qui déterminent la fréquence de l'oscillation engendrée, varient sous l'influence des variations de température:

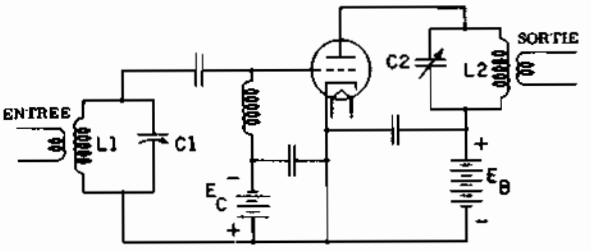


Fig. 3 - Exemple d'étage séparateur ou doubleur de fréquence. Le circuit L2 et C2, dans le cas du fonctionnement en doubleur, est accordé sur l'harmonique 2 de la fréquence d'accord de L1-C1. Le tube fonctionne en classe C.

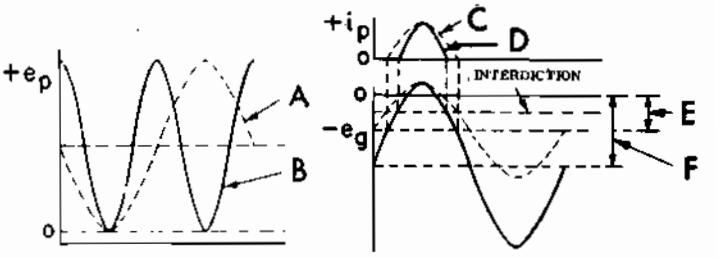


Fig. 4 - Caractéristiques de fonctionnement de l'étage de la figure3. A = variation de e_p (tension anodique) dans le fonctionnement en amplificateur classe C; B = variation de e_p dans le fonctionnement doubleur; C = variation de i_p (courant anodique) dans le fonctionnement en amplificateur; D = variation de i_p dans le fonctionnement en doubleur; E et F = polarisation de grille respectivement dans le fonctionnement en amplificateur et en doubleur. Remarquer le niveau correspondant au « cut-off ».

a) la résistance croît avec la température. Pour le cuivre, l'accroissement de la résistivité est de 0,004 (4/1 000) par degré C;

b) l'inductance varie aussi par suite de la modification de ses dimensions (diamètre et longueur), due à la dilatation. Si, l'inductance est bobinée sur un support isolant, des modifications sont moins importantes que si elle est bobinée sans support;

c) pour les condensateurs à air, la variation de capacité provient de la dilatation et de la déformation des lames. Pour un condensateur à diélectrique solide, ce sont les variations de la constante diélectrique, avec la température, ainsi que la dilatation du diélectrique qui interviennent dans la variation de capacité.

2° - Les constantes du tube peuvent subir, elles aussi, des modifications lorsque les tensions d'alimentation ne sont pas stables. Or, ces constantes influent, dans une certaine mesure, sur la valeur de la fréquence des oscillations.

En effet, celle-ci n'est pas rigoureusement égale à la fréquence propre:

$$fo = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

de l'oscillateur, mais à celle pour laquelle la tension d'entretien des oscillations, injectée sur la grille et provenant du circuit anodique, à la phase convenable, c'est-à-dire:

$$fo' = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \left(1 + \frac{R}{\rho}\right)$$

avec R = résistance d'amortissement du CO et ρ = résistance interne du tube. Si la phase varie, la fréquence variera également, afin de ramener la phase à la valeur qui assure l'entretien des oscillations.

Supposons, par exemple, que, dans un oscillateur classique à circuit anodique accordé, la haute tension d'alimentation diminue. Il en résulte une augmentation de la résistance interne du tube, entraînant une variation du déphasage entre le courant et la tension anodique: i_a et u_a et, par conséquent, de la phase de la tension d'entretien induite sur la grille.

Pour lutter contre la dérive en fréquence due à ces variations de phase, il faut réaliser un circuit oscillant ayant un facteur de surtension aussi élevé que possible; en effet, au voisinage de la résonance, la variation Δf de la fréquence fo correspondant à une variation déterminée de la phase est donnée par la formule:

$$\frac{\Delta f}{fo} = \frac{\Delta\varphi}{2Q}$$

d'où

$$\Delta f = \Delta\varphi \cdot \frac{fo}{2Q}$$

Plus le facteur de surtension Q est grand, plus Δf est petit. Or, le facteur de surtension des circuits résonnants classiques à constantes localisées, c'est-à-dire constitués par une bobine d'inductance L et un condensateur de capacité C, ne dépasse pas quelques centaines. Par contre, celui des cavités résonnantes est de l'ordre de 20 000, ou plus. Cependant, celles-ci ne sont utilisées qu'aux fréquences très élevées, correspondant aux ondes décimétriques et centimétriques.

Dans ces conditions, la seule solution intéressante est celle qui fait appel aux oscillateurs à quartz.

Une lame de quartz convenablement taillée, se comporte, en effet, comme un circuit oscillant dont le facteur de surtension est énorme: quelques dizaines ou centaines de mille pour un quartz ordinaire, pouvant atteindre 2 500 000 pour une lame à faces métallisées placée dans le vide.

De plus, afin d'améliorer encore la stabilité, on fait fonctionner l'oscillateur en permanence et on le place dans une enceinte thermostatique qui le protège contre les variations de la température ambiante.

Les étages séparateurs et multiplicateurs de fréquence

Examinons quelques exemples d'étages séparateurs dont la fonction nous est déjà connue.

Si le circuit oscillant d'anode du séparateur est accordé sur la fréquence du circuit d'entrée, l'étage est un amplificateur normal en classe C. Nous savons que si, au contraire, l'étage est accordé sur une fréquence harmonique, il fonctionne en multiplicateur de fréquence. La **figure 3** représente un exemple d'étage doubleur

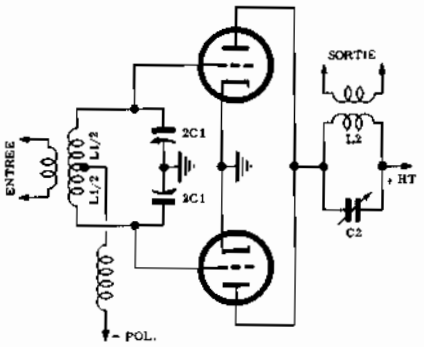


Fig. 5 - Autre exemple de doubleur de fréquence. Dans ce montage, utilisant deux tubes, les grilles sont excitées en opposition de phase tandis que les anodes sont connectées en parallèle. Il s'agit d'un faux push-pull.

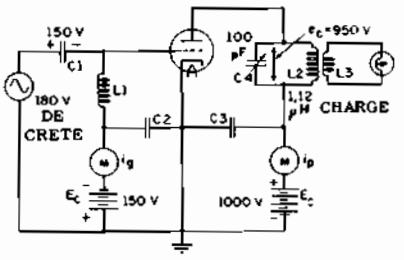


Fig. 6 - Exemple d'amplificateur de puissance en classe C. L'oscillateur est représenté par le générateur de c.a. qui fournit une tension HF une amplitude de 180 V.

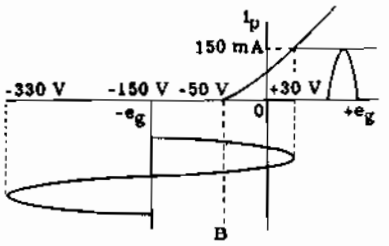


Fig. 7 - Fonctionnement de l'étage de la figure 6. Le signal de sortie est constitué par les crêtes positives du signal d'entrée.

de fréquence. Le circuit constitué de L2 et C2 est accordé sur une fréquence égale au double de celle du circuit L1-C1. Si par exemple, L1 possède une inductance de 10 μH et C1 une capacité de 25,3 pF, on peut calculer facilement la fréquence de résonance, au moyen de la formule:

$$f = \frac{159}{\sqrt{L1 \times C1}} = \frac{159}{\sqrt{10 \times 25,3}} = 10 \text{ MHz}$$

Si la bobine L2 possède aussi une inductance de 10 μH, et si l'on veut doubler la fréquence, le condensateur C2 doit être, c'est évident, le quart de C1, c'est-à-dire de capacité égale à environ 6,325 pF. On peut, en effet, vérifier qu'au moyen d'une telle capacité, on obtient la fréquence exacte:

$$f = \frac{159}{\sqrt{L2 \times C2}} = \frac{159}{\sqrt{10 \times 6,325}} = 20 \text{ MHz}$$

Dans les circuits multiplicateurs de fréquence, les conditions de fonctionnement suivantes, représentées sur la **figure 4**, doivent être réalisées:

1 - Amplitude considérable du signal d'entrée, supérieure à celle des amplificateurs normaux fonctionnant en classe C.

2 - Tension négative de polarisation supérieure à celle normalement adoptée en classe C.

3 - Circuit de plaque accordé sur une fréquence harmonique.

Comme on peut le remarquer, les conditions de fonctionnement de ces étages, quoique similaires à celles des amplificateurs classe C classiques, sont encore plus poussées, de sorte que le courant de sortie (D) prend une allure presque triangulaire. L'onde ayant cette forme offre l'avantage d'être particulièrement riche en harmoniques, ce que l'on cherche précisément à obtenir dans le cas des circuits multiplicateurs de fréquence.

Le montage symétrique (ou push-pull), classe C, se prête particulièrement bien au fonctionnement en tripleur de fréquence. En effet, on sait qu'un tel montage **accentue** la distorsion par harmoniques impaires. Par contre, il ne **peut pas fonctionner en doubleur**, car il **élimine les harmoniques paires.**

Cependant, un étage comportant deux tubes en montage symétrique peut fonctionner en doubleur de fréquence, à condition que:

a) les deux grilles soient excitées en opposition de phase;

b) les deux anodes soient branchées en parallèle.

Un tel étage, fréquemment utilisé, est représenté par la **figure 5**. Insistons sur le fait qu'il ne s'agit pas d'un montage push-pull normal.

L'amplificateur de puissance

La fréquence f_0 de l'émission étant ainsi obtenue, grâce, rappelons-le, à l'étage pilote et à une succession de multiplicateurs de fréquence, on dispose, afin d'obtenir la puissance que l'on désire rayonner, un étage final amplificateur de puissance. Cet étage fonctionnant en classe C, donc avec un fort courant de grille, nécessite lui-même une certaine puissance d'excitation. Celle-ci lui est fournie par les étages intermédiaires (avant-derniers étages de l'émetteur).

Examinons maintenant l'étage final de puissance. Celui-ci est représenté par la **figure 6**. Dans l'exemple donné, il s'agit d'une triode amplificatrice classe C dont le coefficient μ d'amplification est de 20 environ, si elle est alimentée par une tension de plaque de l'ordre de 1 000 volts. La tension de coupure du tube est, dans ces conditions:

$$u_{co} = \frac{-u_p}{\mu} = \frac{-1\,000}{20} = -50 \text{ volts}$$

La tension de polarisation, u_0, est le triple de la tension de coupure u_{co}, soit: —150 volts.

L'amplitude du signal à haute fréquence appliqué à la grille est de 180 volts. Par conséquent, pendant les crêtes positives du signal d'entrée la tension de grille monte à 180 — 150 = +30 volts par rapport à la cathode tandis que pendant les crêtes négatives elle descend à —180 —150 = —330 volts.

Lorsque la tension de grille descend au-dessous du seuil de coupure du tube, le courant anodique reste nul et, au moment où la tension de grille monte à +30 volts, le courant de plaque est de 150 mA. La

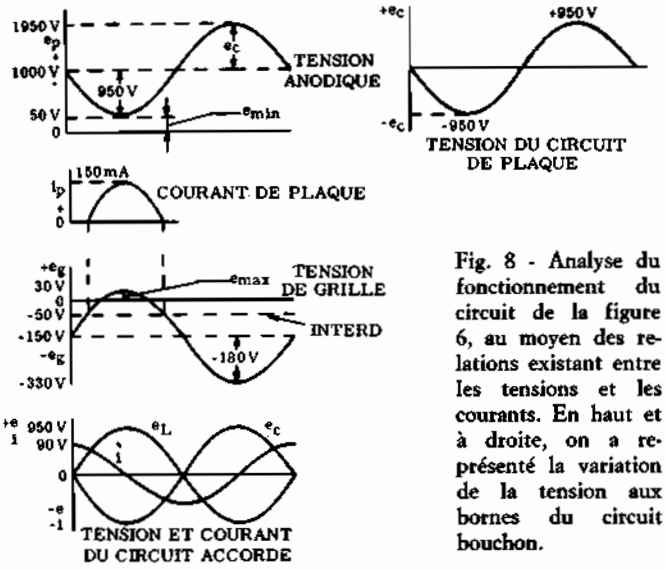


Fig. 8 - Analyse du fonctionnement du circuit de la figure 6, au moyen des relations existant entre les tensions et les courants. En haut et à droite, on a représenté la variation de la tension aux bornes du circuit bouchon.

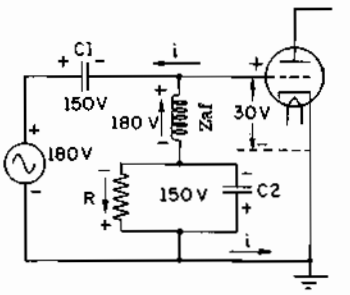


Fig. 9-A - Polarisation par défaut de résistance de grille. Ici, la grille devient positive (+30 volts) et le courant anodique est élevé.

figure 7 illustre ce que nous venons de dire. Le condensateur d'accord du circuit de charge, C4, se charge jusqu'à atteindre une tension presque égale à la haute tension d'alimentation anodique et, plus précisément, jusqu'à 950 volts. Pendant la charge, le côté du condensateur C4 tourné vers la plaque devient négatif et, par suite, la tension anodique de la triode en question descend à 1 000 — 950 = +50 V seulement; cette tension, désignée par e_{min} sur la **figure 8**, représente la **tension de déchet**. Les relations entre la tension et le courant anodiques, la tension d'excitation de grille et les tensions et courants intéressant le circuit de charge, sont indiquées par les courbes de la figure 8.

Le courant anodique ne circule que pendant une fraction d'un cycle complet, toujours inférieure à la demi-période; dans notre exemple, cette fraction est égale à 1/3 de période.

On définit un **angle d'ouverture** θ (ou de passage), comme étant la demi-fraction de période pendant laquelle apparaît le courant anodique; dans l'exemple cité, nous avons:

$$\theta = \frac{T}{6} = \frac{2\pi}{6} = \frac{\pi}{3} = 60^{\circ}.$$

Ainsi, toutes les harmoniques du signal d'entrée sont présentes dans le courant anodique, mais si le circuit antirésonnant de charge est accordé sur la fréquence fondamentale f, il représente une impédance élevée, de sorte que l'on recueillera à ses bornes une tension sinusoïdale de fréquence f.

De cette façon, le circuit de charge transforme les brèves et intenses impulsions de courant qui parcourent le circuit d'anode du tube, en variations de tension sinusoïdales.

Puisque le courant anodique est nul pendant la plus grande partie de la période, la puissance fournie par la source d'alimentation ne diffère pas beaucoup de la puissance utilisable; en d'autres termes, une fraction importante de la puissance continue d'alimentation est convertie en puissance alternative de haute fréquence, qui sera rayonnée par l'antenne. Il en résulte que le rendement de l'étage est élevé; il peut dépasser 75%. Dans notre exemple, il est de 76% environ. La puissance utilisable (puissance HF) est, elle, de l'ordre de 25 watts tandis que la puissance fournie par la source d'alimentation n'est que de 33 watts. Il y a donc 8 watts qui sont dissipés sur l'anode sous forme de chaleur.

On augmenterait le rendement en faisant fonctionner le tube avec des valeurs faibles de l'angle de passage θ, qui conduisent à des valeurs très élevées de I_{max}, tout en maintenant la tension continue d'alimentation à la même valeur. C'est ainsi que pour $\theta = 30^{\circ}$, le rendement dépasse 80%. Cependant, le passage, même pendant un temps très court, d'un courant électronique d'intensité excessivement élevée, n'est pas sans danger pour la vie du tube dont la cathode peut être détériorée. De plus, la puissance utilisable diminue beaucoup. En augmentant la valeur de θ, on obtiendrait un accroissement de la puissance utilisable, mais, en même temps, la puissance dissipée augmenterait et le rendement diminuerait. Pour $\theta = 80^{\circ}$, celui-ci tomberait au-dessous de 70%. Précisons enfin, que pour $\theta = 90^{\circ}$, l'étage fonctionnerait, non plus en classe C, mais en classe B. La valeur optimale de θ est de l'ordre de 60°.

METHODES de POLARISATION

La plupart des méthodes de polarisation de grille adoptées dans les émetteurs, correspondent à celles qui sont utilisées dans les récepteurs.

Etant donné que les émetteurs doivent fournir des puissances de sortie élevées, les étages d'amplification qui en font partie fonctionnent en classe B ou en classe C. Ces étages peuvent être polarisés au moyen de résistance de grille.

Ce type de polarisation, nous le savons, est entièrement basé sur le fait que dans les classes d'amplification sus-mentionnées, pour une certaine fraction de chaque cycle du signal d'entrée, la grille devient positive par rapport à la cathode et donne ainsi naissance à un courant de grille, ainsi que nous l'avons vu dans le paragraphe précédent. On saisit facilement

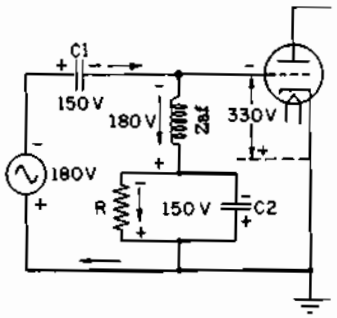


Fig. 9-B - Dans ce cas, au contraire, la tension de grille passe par sa valeur négative maximum (—330 volts), et le tube est bloqué.

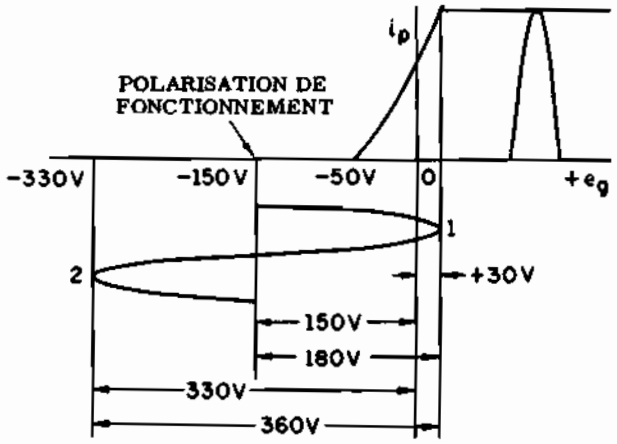


Fig. 10 - Signaux de plaque et de grille dans le circuit des figures 9-A et 9-B. On obtient un signal lorsque V_g est supérieur à —50 volts.

la raison pour laquelle cette technique de polarisation n'est pas, par contre, très répandue dans les récepteurs, étant donné que dans ces derniers les étages d'amplification fonctionnent sans courant de grille.

La **figure 9** représente un montage polarisé au moyen d'une résistance de grille. On suppose que la triode travaille en classe C, avec un signal d'excitation de 360 volts de crête à crête et une tension de polarisation de —150 volts. Sur la figure **9-A**, sont indiquées la polarité et l'amplitude des tensions au moment où la tension de grille se trouve à sa valeur positive maximum par rapport à la cathode. Les conditions qui correspondant à la tension négative maximum de grille sont, au contraire, représentées en **B**. Les formes d'onde du signal de grille et de plaque, enfin, sont représentées par la **figure 10**.

Le condensateur C1 a pour rôle d'empêcher le courant de grille de circuler dans le circuit du générateur de signaux, qui représente ici l'étage pilote. Le courant de grille circule dans le circuit constitué par l'inductance d'arrêt et la résistance R et provoque, entre ses extrémités, une certaine différence de potentiel. La polarité de cette tension est négative du côté de la grille et par conséquent, elle correspond à celle requise par la polarisation.

Dans l'exemple cité, R est de 15 kΩ et le courant de grille est de 10 mA. La tension qui se développe aux bornes de la résistance est donc de 150 volts. Le condensateur C2 a pour fonction essentielle d'intégrer les impulsions de courant de grille, afin d'assurer à la tension de polarisation une valeur stable. Il est évident qu'il s'agit d'un condensateur de filtrage, en tout point analogue aux condensateurs électrolytiques des alimentations, l'unique différence est due au fait que la tension à filtrer est dans ce cas, à haute fréquence; par conséquent, une capacité de filtrage notablement inférieure est suffisante.

Examinons maintenant la fonction de l'inductance d'arrêt H.F. indiquée par Zaf. Elle présente une résistance presque nulle au courant de grille tandis qu'elle présente une réactance inductive très élevée au signal à haute fréquence provenant du générateur. C'est pour cette raison que la tension à haute fréquence d'entrée de l'étage se développement à ses bornes, en considérant que les condensateurs C1 et C2 ont une capacité telle qu'ils présentent, aux hautes fréquences, une réactance négligeable.

Le circuit de la figure 9-A correspond aux instants où la grille devient positive; la tension existant sur cette électrode atteint alors +30 volts. Pendant les instants où le courant de grille circule, C1 se charge à 180 — 30 = 150 volts et la basse impédance du circuit grille-cathode écoule le courant de grille à la masse à travers R et l'inductance d'arrêt. En même temps, C2 se charge à travers R, pour maintenir la tension de polarisation à —150 volts. La capacité de C2 doit être suffisamment grande, afin de permettre que cette tension ne varie pas d'une manière appréciable pendant les instants où on a un courant de grille.

Durant la fraction de chaque cycle du signal d'entrée qui abaisse la tension de grille au-dessous du « cut-off » (point de coupure), on n'a aucun courant. La figure **9-B** correspond à l'instant où la tension négative de grille est maximum. Le parcours du signal d'entrée à haute fréquence est constitué par le condensateur C1, l'inductance d'arrêt et la résistance R. Dans ces conditions, C1 se décharge et C2 se recharge. La capacité de C2 doit aussi être suffisante, afin de ne pas faire varier d'une manière appréciable la tension à ses bornes, pendant le bref intervalle de décharge.

La polarisation au moyen d'une résistance de grille présente l'avantage d'un réglage automatique dès que se manifestent des variations d'amplitude de la tension du signal. Par exemple, un accroissement de la tension d'excitation de l'étage fait augmenter le courant de grille et, par suite, la tension négative de polarisation; si, au contraire, la tension d'excitation décroît, le courant de grille diminue aussi, entraînant une diminution de la tension négative de polarisation. Dans les deux cas considérés, la variation de la tension de polarisation est telle qu'elle arrive à stabiliser la tension de sortie de l'étage.

De ce qui a été dit plus haut, il résulte que, si le signal d'entrée diminue notablement ou fait défaut, la

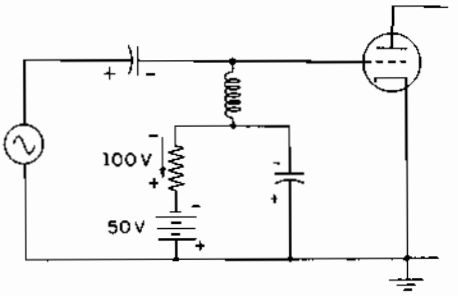


Fig. 11 - Exemple de polarisation mixte, obtenue au moyen d'une batterie et d'une résistance de grille. Les tensions s'additionnent et, même en l'absence de signal d'entrée, V_g ne peut pas être supérieure à —50 volts.

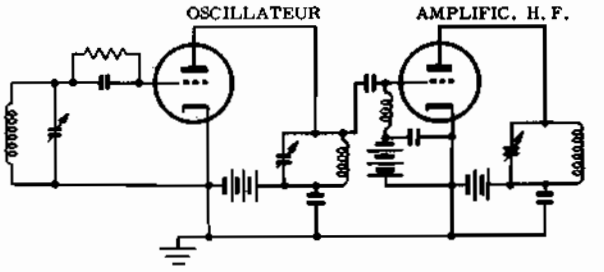


Fig. 12 - Exemple d'oscillateur suivi d'un étage amplificateur (circuit en trait gras). Les deux circuits sont similaires, donc, même l'étage amplificateur peut osciller, indépendemment du signal d'entrée provenant de l'oscillateur proprement dit, si on ne prend pas certaines précautions.

tension de polarisation de grille disparaît. Il en résulte un courant anodique permanent extrêmement grand, capable de détériorer le tube. Afin d'éviter ce danger, on utilise la polarisation mixte, dont le circuit est représenté par la **figure 11**. La tension de polarisation, toujours de —150 volts, est obtenue par l'addition de deux tensions: l'une, fixe de —50 volts, fournie par la batterie, l'autre, de —100 volts, obtenue au moyen de la résistance de grille de 10 kΩ parcourue par le courant de grille de 10 mA. Avec ce circuit, la tension de grille n'atteint jamais des valeurs supérieures à —50 volts, même si le signal d'excitation fait complètement défaut; par conséquent, on n'a plus à craindre un courant excessif à travers le tube. Pratiquement, la batterie est remplacée par un redresseur.

NEUTRODYNAGE

L'étage oscillateur est toujours suivi d'un ou plusieurs étages amplificateurs à haute fréquence. Un exemple est indiqué par la **figure 12**, où le circuit de l'étage d'amplification est dessiné en traits plus épais. Les deux circuits sont essentiellement les mêmes et par suite, on comprend facilement que l'étage amplificateur ait tendance à osciller. Celui-ci n'est autre chose qu'un oscillateur « TP - TG » (à circuits de grille et d'anode accordés) que nous avons déjà traités précédemment. Pour éviter que les étages amplificateurs haute fréquence puissent entrer en oscillation, on fait appel aux circuits de **neutrodynage** pour neutraliser l'effet de la capacité anode-grille du tube équipant l'étage amplificateur.

Le principe général du neutrodynage, quelque soit le montage utilisé, est le suivant: il s'agit d'annuler les effets de la capacité grille-anode (C_{P-g}), sans la supprimer. A cet effet, une tension V_N, égale à celle réinjectée à l'entrée par C_{P-g} mais en opposition de phase avec elle, est appliquée entre grille et cathode du tube; cette tension est prélevée au moyen d'un **condensateur de neutrodynage** C_N, de capacité égale à C_{P-g}, dont l'une des armatures est reliée à la grille et l'autre à un point porté au même potentiel instantané que l'anode, mais de signe contraire.

Une méthode de neutrodynage couramment employée est celle du **neutrodynage d'anode**, (**figure 13**). La capacité grille-plaque du tube est représentée par le condensateur en pointillé C_{PG}.

Le circuit de charge comporte une bobine à point milieu et par conséquent, la tension existant entre le point A et la masse est déphasée de 180° par rapport à celle qui existe entre le point B et la masse. L'action de neutralisation est obtenue à l'aide du condensateur variable C_N, qui ramène à l'entrée de l'étage amplificateur, c'est-à-dire dans le circuit de grille, une partie du signal existant au point B. Dans ces conditions, la tension réinjectée au moyen du condensateur C_N est en opposition de phase avec celle aux bornes de la capacité interélectrode C_{PG}. En réglant la valeur de la capacité C_N, il est possible de faire en sorte que le signal ramené par ce condensateur soit de même amplitude que celui existant aux bornes de la capacité C_{PG}, provoquant ainsi sa neutralisation complète.

Une méthode qui permet de déterminer la valeur exacte de C_N consiste à appliquer le signal d'entrée à haute fréquence au tube final, lors de la mise sous tension de son filament, mais sans aucune tension d'alimentation anodique. Une bobine de couplage est placée au voisinage immédiat du circuit anodique de charge et ses bornes sont reliées à l'entrée verticale d'un oscilloscope. Il s'agit de régler C_N de sorte qu'à la résonance du circuit de charge, aucun signal à haute fréquence ne soit visible sur l'écran de l'oscilloscope. Dans ces conditions, le signal qui arrive à passer dans le circuit de sortie à travers la capacité grille-plaque du tube est complètement annulé par celui qui passe dans le même circuit à travers le condensateur de neutrodynage étant donné que les deux signaux sont égaux en opposition de phase (**figure 14**).

Si dans le circuit de grille de la triode on branche un milliampèremètre, le réglage de C_N peut être effectué en observant les déviations de ce dernier instrument, dues aux variations de la fréquence d'accord du circuit de plaque de part et d'autre de la fréquence de résonance, toujours en l'absence de tension anodique.

Tant qu'il existe un déséquilibre entre C_{PG} et C_N, l'anode devient alternativement positive et négative par

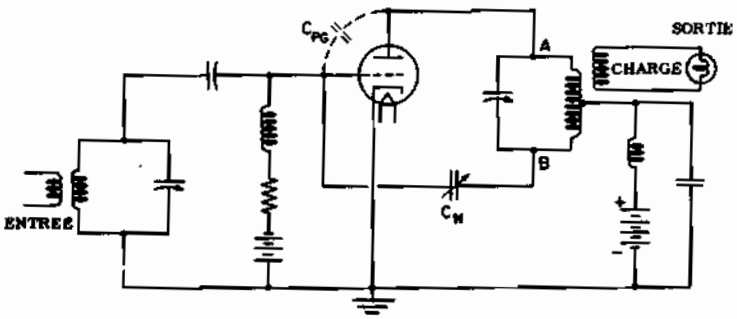


Fig. 13 - Neutrodynage d'anode. On réinjecte sur la grille, au moyen du condensateur C_N, une tension égale et en opposition de phase avec celle existant aux bornes de la capacité C_{P-g}. On réalise donc une contre-réaction.

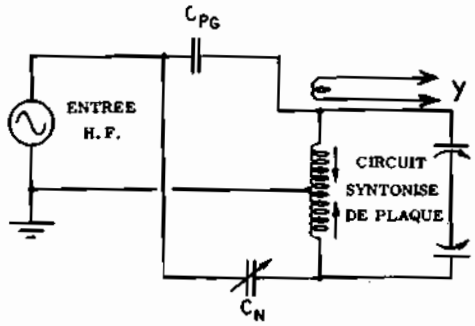


Fig. 14 - Recherche de la valeur exacte de la capacité C_N figure 13). Les bornes de la bobine (Y) aboutissent à l'entrée verticale d'un oscilloscope. On travaille en l'absence de tension anodique. Le point commun aux 2 condensateurs du circuit de charge doit être relié à la masse.

rapport à la masse, suivant les crêtes positives et négatives du signal à haute fréquence. Lorsque l'anode est positive, un courant s'établit dans le tube. Au moment où le circuit de charge est exactement accordé, quelques uns des électrons constituant le courant qui se dirigeaient avant vers la grille, atteignant l'anode, avec pour conséquence, l'apparition d'une impulsion négative du courant de grille. Lorsqu'au contraire, C_N est égal exactement, à C_{P-g}, le courant se divise en deux parties égales, la tension de plaque reste nulle et on n'a aucune impulsion négative de courant de grille correspondant à l'accord du circuit de charge.

Une troisième méthode, qui permet de régler approximativement C_N, repose sur l'observation des courants de plaque ou de grille de l'étage final, toujours en l'absence de tension anodique continue. Si l'amplificateur n'est pas bien neutrodyné, la variation de l'accord du circuit de charge détermine des variations de charge de l'étage précédent, avec pour conséquence la présence d'une impulsion positive de son courant de plaque. Lorsqu'au contraire, C_N est réglé de façon à obtenir une neutralisation complète, les variations de l'accord du circuit de charge ne déterminent aucune impulsion de courant anodique de l'étage précédent.

Pour ces essais, il est plus pratique de supprimer la tension de chauffage, au lieu de la tension anodique. Dans ce cas, des trois méthodes décrites seules la première et la troisième restent valables, parce que la seconde exigerait dans le tube un courant électronique que l'on ne peut obtenir avec les filaments éteints.

Neutrodynage de grille

On peut obtenir le même effet de neutrodynage en prévoyant un point milieu sur la bobine du circuit de grille de l'étage en question. Le montage est représenté par la **figure 15**. La neutralisation est encore réalisée en ramenant sur la grille une partie du signal de sortie, mais cette fois l'inversion de phase nécessaire est obtenue au moyen du circuit d'accord de grille. Pour régler le condensateur C_N, on peut supprimer la tension anodique, ou celle de chauffage, et agir comme neutrodynage.

Neutrodynage d'un montage symètrique (push-pull)

Dans les émetteurs on utilise aussi des montages symétriques (push-pull), surtout à l'étage final de puissance. Le neutrodynage d'un étage symétrique est très facile, puisque le circuit de grille comme celui d'anode sont munis d'un point milieu réuni à la masse; les conditions de phase nécessaires sont ainsi, automatiquement réalisées. Il consiste à brancher entre la grille du tube T_1 et l'anode du tube T_2 d'une part et entre la grille du tube T_2 et l'anode du tube T_1 d'autre part, des capacités CN1 et CN2 égales aux capacités grille-anode des deux tubes, ainsi que le montre le schéma de la **figure 16**. CN1 assure le neutrodynage du tube T_2 tandis que CN2 assure celui du tube T_1. Le réglage de ces deux condensateurs est réalisé par des méthodes habituelles, en agissant séparément sur l'un et sur l'autre.

REGLAGE et MISE AU POINT d'un EMETTEUR

Comme les récepteurs, les émetteurs doivent subir un réglage de tous les circuits accordés qu'on obtient en agissant sur les inductances et les condensateurs variables ou semi-fixes. Il s'agit de faire en sorte que chacun des circuits soit accordé sur la fréquence exacte, aussi bien sur celle de transmission que, en ce qui concerne les premiers étages, sur l'un des sous-multiples. Pendant les opérations d'alignement, il vaut mieux que l'émetteur ne soit pas couplé à l'antenne afin d'éviter que des signaux à haute fréquence, capables de gêner d'autres émissions effectuées sur des fréquences voisines, ne soient rayonnées. Par conséquent, il est nécessaire d'utiliser une charge fictive résistive capable d'absorber la puissance fournie par l'étage final, sans rayonner la moindre parcelle. L'étage final ne doit, en effet, jamais fonctionner à vide, sous peine de détérioration de celui-ci.

Nous allons maintenant décrire, le processus d'alignement et de mise au point d'un émetteur:

1) La première opération consiste à appliquer les tensions de chauffage des filaments de tous les tubes (ceux de la chaîne H.F. comme ceux de l'alimentation) et des tensions de polarisation.

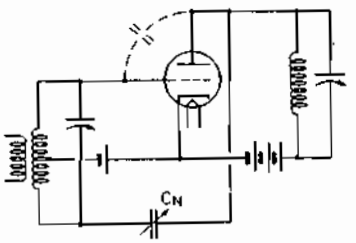


Fig. 15 - Neutrodynage de grille. L'inversion de phase se produit dans le circuit de grille et non pas dans le circuit de plaque. Le principe est analogue à celui de la figure 13.

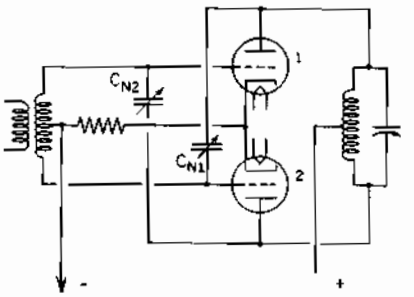


Fig. 16 - Neutrodynage d'un étage de « push-pull ». Celui-ci est obtenu au moyen des condensateurs C_{N1} et C_{N2}.

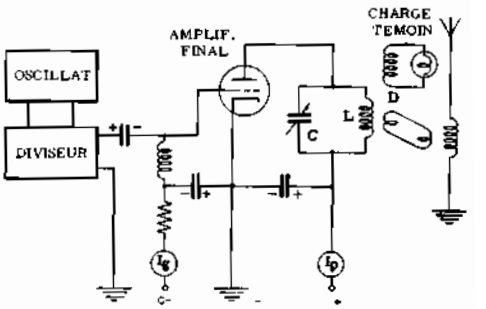


Fig. 17 - Pour l'alignement, on fait varier C jusqu'à obtenir la résonance. Les deux instruments contrôlent le courant de grille (I_g) et de plaque (I_p). Le minimum de courant anodique est nettement marqué lorsque le circuit d'anode est à vide; il est au contraire, beaucoup moins net lorsque ce même circuit est chargé.

2) On applique ensuite, la tension anodique au maître oscillateur. Il s'agit alors d'accorder le circuit de charge de cet étage en agissant sur le condensateur ou sur le noyau de la bobine. Si l'oscillateur utilise un quartz, on est sûr qu'un tel cristal oscille spontanément sur la fréquence exacte. Il est donc suffisant de brancher un milliampèremètre en série avec le circuit de plaque et de régler l'élément variable, en tenant compte de tout ce qu'on a dit précédément à propos du réglage des circuits oscillateurs à cristal.

3) La troisième opération consiste à accorder les divers circuits des étages amplificateurs successifs, par ordre croissant de puissance, en commençant par l'étage séparateur. Pendant cette opération, la tension anodique de l'étage en cours de réglage est coupée.

On appliquera progressivement la tension H.F. d'excitation provenant de l'étage précédent ou d'un générateur H.F. Ici aussi on peut se baser soit sur les minima de courant anodique, soit sur les maxima du courant de grille de l'étage suivant. On utilise pour cela des ampèremètres à courant continu. Il est souhaitable qu'on accorde l'avant dernier étage en observant le courant sur le milliampèremètre de grille de l'étage final.

Lorsque l'étage final utilise le montage symétrique, l'avant dernier étage est un inverseur de phase; il faut par conséquent, faire attention d'obtenir un équilibrage parfait entre les deux signaux de phases opposées, disponibles aux bornes des deux sorties. En effet, le plus petit déséquilibre entre les deux signaux, entraîne une forte diminution de rendement de l'étage final.

Si l'un de ces étages, généralement l'étage final de puissance, comporte des tubes triodes neutrodynés, on règlera le condensateur du neutrodynage comme nous l'avons indiqué plus haut.

Lorsqu'on est sûr que les circuits de charge et de neutrodynage sont bien réglés, on peut appliquer la tension anodique. On procède avec beaucoup de prudence, en augmentant très progressivement la valeur de la tension. Avec des tubes tétrodes et pentodes, **on ne devra jamais appliquer la tension d'écran avant la tension anodique.**

En ce qui concerne l'étage final, avant de lui appliquer la tension anodique, il sera nécessaire de prendre les précautions déjà signalées plus haut: une charge résistive adéquate doit absolument être branchée à la sortie de l'émetteur. Nous répétons que sans cette charge, même de brefs instants de fonctionnement de l'étage peuvent être fatals aux tubes. A l'application de la tension anodique, le courant de grille diminue par rapport à sa valeur en l'absence de cette tension.

Lorsque une tension alternative apparaît aux bornes du circuit accordé d'anode, la tension anodique diminue pendant une fraction de période, tandis que le courant de grille croît. En faisant varier l'accord du circuit autour de sa valeur de résonance, au moyen du condensateur C de la **figure 17**, on constate un maximum de courant de grille à l'accord exact.

On constatera de même, sur l'ampèremètre du circuit anodique, une chute très nette du courant anodique. En effet, à la résonance, l'impédance du circuit autorésonnant d'anode passe par un maximum.

Lorsque le circuit oscillant d'anode est à vide, le minimum de courant anodique observé est très nettement marqué car l'impédance de ce circuit est très grande à l'accord. Plus la charge qu'on lui impose est élevée, plus l'impédance diminue et par conséquent, moins le minimum de courant est net (**figure 18**). On peut enfin appliquer la tension anodique maximum à l'étage final et transférer la bobine de couplage de l'antenne fictive à l'antenne réelle. Cette dernière opération doit être effectuée de façon à ne jamais laisser l'émetteur complètement débranché des deux charges. L'action de couplage entre la sortie de l'émetteur et l'antenne est accompagnée des trois effets suivants: a) le courant d'antenne à haute fréquence augmente; b) le courant de plaque de l'étage final augmente, ce qui correspond au prélèvement de puissance effectué; c) le courant de grille de l'étage final diminue. En substance, il se produit un léger désaccord du circuit de charge de l'étage final. Il faut par conséquent, régler le condensateur C jusqu'à obtenir de nouveau un maximum de courant de grille et un minimum de courant anodique. A ce stade, les opérations de réglage et de mise au point sont terminées.

Leçon n° 128

MANIPULATION et MODULATION des EMETTEURS

Dans la leçon précédente, nous avons étudié les émetteurs en tant que générateurs d'ondes entretenues pures. Celles-ci doivent être modulées, afin qu'elles puissent effectuer la transmission d'une information (parole, musique, image animée ou fixe). Un émetteur de radiotéléphonie comporte donc, outre la chaîne HF que nous avons examinée en détail, une chaîne BF qui constitue le **modulateur**. La modulation, à l'émission apparaît comme l'opération inverse de la détection, pour la réception.

En effet, nous savons que, moduler une porteuse consiste à lui incorporer le signal basse fréquence à transmettre tandis que détecter, c'est séparer le signal en question de l'onde porteuse.

Nous connaissons déjà les divers types de modulation: avant de reprendre le sujet en l'approfondissant par l'étude des systèmes de modulation, nous croyons utile de consacrer un chapitre entier à la manipulation des émetteurs de radiotélégraphie.

MANIPULATION d'un EMETTEUR

« Manipuler » un émetteur à onde entretenue pure, c'est interrompre périodiquement l'émission, selon un code bien déterminé, le code Morse, par exemple. L'émetteur émet donc un signal haute fréquence seulement pendant des intervalles de temps déterminés.

Le code Morse est caractérisé par des émissions de durée variable (points et traits) dont les diverses combinaisons traduisent les lettres de l'alphabet, les chiffres et les signes de ponctuation.

Lorsque le manipulateur est fermé, l'émetteur rayonne de l'énergie tandis que lorsque le manipulateur est ouvert il n'émet aucun signal.

Dans les conditions idéales, l'émetteur fonctionnerait à pleine charge quand le manipulateur est abaissé et à vide lorsqu'il est relevé. Toutefois, pour plusieurs raisons, l'énergie à haute fréquence peut parvenir à l'antenne même lorsque le manipulateur est ouvert. Si la manipulation est appliquée sur l'étage final de puissance, il peut exister, en effet, un couplage partiel entre l'antenne et les étages précédents, dû aux capacités interélectrodes du tube final. Un neutrodynage imparfait de l'étage final peut aussi être la cause de la présence d'énergie dans l'antenne lorsque le manipulateur est ouvert. Si le manipulateur est monté dans le circuit de grille, une tension de polarisation insuffisante peut faire en sorte que le tube ne soit pas complètement bloqué lorsque le manipulateur est ouvert.

Perturbations et inconvénients

Un émetteur de télégraphie fonctionne par « tout ou rien ». L'énergie est rayonnée uniquement pendant la durée des signaux du code Morse. La constante de temps caractérisant le passage de l'émission à l'absence d'émission et réciproquement, ne doit être ni trop élevée, ni trop faible.

Si la constante de temps est trop grande, le passage d'une position (émission) à l'autre (coupure) n'est pas net et la lecture du message transmis est difficile.

Si, au contraire, la constante de temps est trop petite, le passage d'un état à l'autre est trop bref, brutal et s'accompagne d'un train d'ondes amorties. Il en résulte, à la réception, au début comme à la fin de chaque signal un claquement audible dans le haut-parleur ou l'écouteur, lorsqu'on est réglé sur une fréquence différente de la fréquence de travail.

Le signal optimum, de ce point de vue, est celui représenté par la **figure 1-A**. Aussitôt que le manipulateur s'abaisse, le signal monte graduellement jusqu'à atteindre une valeur maximum et, ensuite, lorsque le manipulateur se relève, il diminue graduellement jusqu'à s'annuler. Avec une pareille marche, les perturbations dues à la fermeture et à l'ouverture du manipulateur sont éliminées.

Au moment où l'onde augmente de zéro jusqu'au maximum et au moment où elle descend du maximum à zéro, on obtient des formes d'onde riches en harmoniques. Plus les fronts ascendants et descendants sont abrupts (cas d'un passage brusque de l'émission à la coupure) plus les harmoniques sont intenses. Ces derniers déterminent, à côté de la porteuse la formation d'un certain nombre de bandes latérales, capables de provoquer des interférences avec les transmissions qui se font dans les bandes voisines.

De plus, les claquements audibles qui se produisent dans le récepteur, rendent le signal difficile à déchiffrer.

Les formes d'onde des figures **1-B** et **1-C** représentent

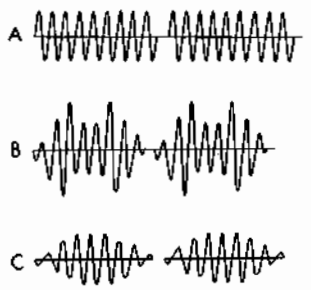


Fig. 1 - En A, signal H.F. manipulé d'une manière convenable; en B et C, signaux à variation de manipulation très rapide, qui provoquent des phénomènes transitoires.

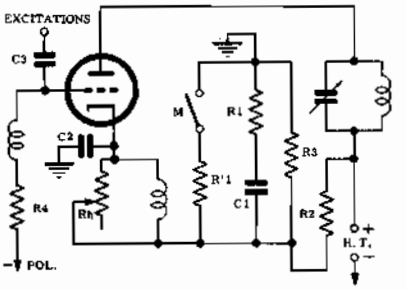


Fig. 2-A - Exemple d'oscillateur d'étage HF manipulé par le circuit de cathode. La tension de sortie se manifeste seulement lorsque le manipulateur ferme le circuit vers la masse.

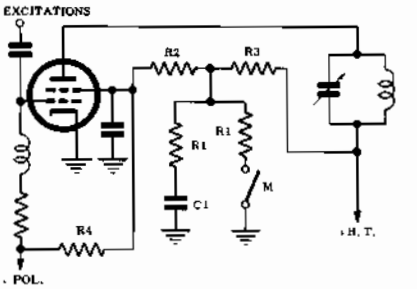


Fig. 2-B - Dans ce cas, le manipulateur est inséré dans le circuit de grille-écran. Avec le manipulateur relevé, la tension de grille-écran est positive et le tube débloqué tandis que lorsque le manipulateur est abaissé, la tension d'écran est négative et le tube, bloqué.

des signaux à fronts ascendants et descendants très brusques, qui causent donc des claquements considérables. En outre, le signal B comporte des phénomènes transitoires qui altèrent l'amplitude du signal.

Un bon circuit de manipulation doit avoir une influence négligeable sur la fréquence de l'oscillateur, ou bien dans l'étage suivant, on peut noter une certaine instabilité de la fréquence de travail, due aux variations de charge provoquées par l'ouverture et la fermeture du manipulateur.

Afin de ne pas introduire une charge variable sur l'oscillateur, on dispose généralement entre celui-ci et l'étage manipulé, un amplificateur tampon dont le rôle est, uniquement, d'isoler l'oscillateur des variations de charge à la manipulation.

Il ne doit pas avoir un gain d'amplification en puissance important; dans ce but, il fonctionne généralement en classe A.

Choix de l'étage à manipuler

Le choix de l'étage à manipuler dépend du type d'onde utilisé pour l'émission.

Dans le cas du type F1 (manipulation par déplacement de fréquence), l'étage à manipuler ne peut être évidemment, que l'étage pilote (oscillateur). Ce type de manipulation n'est qu'un cas particulier de la modulation de fréquence.

Dans le cas du type A2 (radiotélégraphie modulée), on doit manipuler un étage quelconque de la chaîne B.F., même si l'on coupe l'onde porteuse entre les signaux.

On choisit un étage de petite puissance, afin d'éviter l'utilisation de relais de manipulation trop importants, préjudiciables aux grandes vitesses de manipulation.

Dans le cas du type A1 (radiotélégraphie par coupure d'une onde entretenue pure), enfin, il est conseillé de manipuler un étage de faible puissance le plus éloigné possible de l'oscillateur.

Manipulation par suppression de la tension anodique

Ce système de manipulation est employé dans les petits émetteurs portatifs de très faible puissance.

La manipulateur est alors inséré dans la cellule de filtrage. La constante de temps de manipulation est celle de la cellule, ce qui réduit fortement les claquements à la réception.

Un circuit RC disposé aux bornes du manipulateur absorbe l'étincelle qui jaillit à l'ouverture et à la fermeture de celui-ci.

Manipulation par la cathode

Le procédé le plus simple pour bloquer un tube sans être obligé de couper des tensions élevées, consiste à couper son circuit de cathode au moyen du manipulateur lui-même ou du relais de manipulation.

Ce procédé est illustré par la schéma de la **figure 2-A**.

Lorsque le circuit est ouvert (manipulateur relevé), le condensateur C1 ne se charge que progressivement (à cause de la constante de temps) à travers le tube et le diviseur de tension constitué par les résistances R2 et R3. Or, la tension aux bornes de C1 est la tension de blocage U_{co} du tube. Il en résulte que le tube se trouve bloqué progressivement avec une constante de temps complexe.

L'inductance B.F., insérée dans la connexion de cathode, entre C2 et R1, augmente la constante de temps de blocage.

Lorsque le manipulateur est abaissé, le condensateur se décharge à travers les résistances R'1 et R1, avec une constante de temps C1 (R1 + R'1) et le tube ne se trouve débloqué que progressivement. On obtient ainsi une onde ayant l'aspect de la figure 1-A.

Manipulation par la grille-écran

On peut également bloquer un tube tétrode ou pentode en coupant la tension appliquée à la grille-écran. Ce procédé est peu utilisé pour la raison suivante:

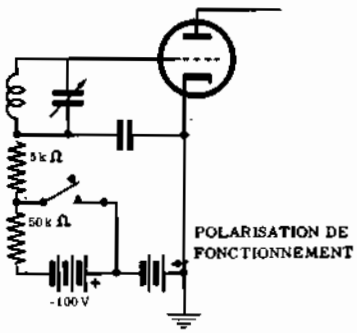


Fig. 3-A - Manipulation par la grille. Le tube conduit lorsque le manipulateur est abaissé et il est bloqué (polarisation négative élevée) lorsque le manipulateur est relevé.

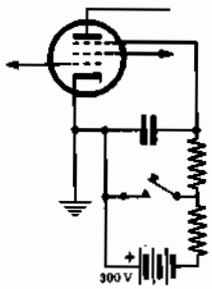


Fig. 3-B - Dans ce cas, la tension négative de blocage est appliquée, à travers le manipulateur, à la grille de suppression d'un tube pentode.

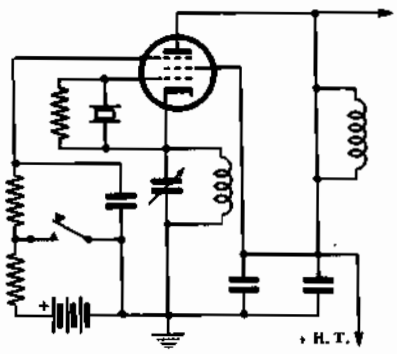


Fig. 4 - Oscillateur « tri-tet » à quartz. C'est un des cas possibles de manipulation appliquée à un oscillateur. La stabilité en fréquence subsiste grâce au cristal.

le blocage du tube n'est jamais net, certains électrons arrivant à franchir l'écran et à atteindre l'anode lors des coupures de la tension d'écran.

Il faut appliquer une tension négative sur l'écran pour arriver à repousser tous les électrons vers la cathode. La figure 2-**B** représente un montage employant ce procédé.

Il y lieu de remarquer que le contact du manipulateur travaille en contre manipulation; c'est-à-dire que lorsque ce contact est fermé, le tube est bloqué. En effet, dans cette position, la tension appliquée à la grille-écran, déterminée par les résistances R2 et R4 est négative.

Au contraire, lorsque le contact est ouvert, la tension positive définie par les résistances R2 et R3 et obtenue à partir du +HT est prépondérante, de sorte que le tube est débloqué.

Manipulation par la grille de commande ou la grille d'arrêt

La manipulation d'une onde entretenue pure peut être obtenue en bloquant le tube par sa grille de commande lorsque le manipulateur est relevé et en la débloquant lorsque le manipulateur est abaissé. Un circuit propre à effectuer une telle fonction est représenté par la **figure 3.** Dans le cas A, pour obtenir une suppression du flux électronique dans le tube, on fait en sorte que la tension normale de polarisation soit augmentée par une tension négative supplémentaire de —100 volts sur la grille, qui est présente uniquement quand le manipulateur est relevé.

Lorsque le manipulateur est abaissé, la batterie est court-circuitée à travers une résistance de 40 000 ohms et par conséquent, la tension de polarisation de grille descend à la valeur nécessaire pour assurer le fonctionnement correct du tube.

Dans le montage de la figure 3-**B**, la tension continue de blocage est appliquée sur la grille de suppression d'un tube pentode.

Naturellement, au lieu de la batterie, on peut utiliser une autre source de tension continue quelconque comme par exemple, une section spéciale de l'alimentation.

Les circuits de manipulation qui agissent en bloquant et débloquant la grille présentent un inconvénient commun: les phénomènes transitoires qui prennent naissance à l'ouverture et à la fermeture du contact du manipulateur.

Il en résulte une infinité de bandes latérales. Il faut donc ajouter des filtres de manipulation convenables ayant pour rôle d'atténuer, autant que possible, les phénomènes transitoires déjà mentionnés.

Manipulation de l'oscillateur

On peut brancher le manipulateur dans le circuit oscillateur également, mais dans ce cas, ce dernier doit être tel qu'aucune dérive de fréquence ne se produise. Celle-ci est due aux variations de charge qui se manifestent à l'ouverture et à la fermeture du contact.

Ces dérivations de fréquence produisent dans le récepteur une altération caractéristique et désagréable du son. Un circuit particulièrement apte à être manipulé est l'oscillateur « tri-tet », représenté dans la **figure 4**.

Lorsque la manipulation est appliquée à un oscillateur à quartz, il est nécessaire que le cristal entre immédiatement en oscillation dès que le manipulateur se ferme. Quelquefois, on a affaire à des cristaux qui mettent un certain temps pour entrer en oscillation et d'autres, au contraire qui entrent immédiatement en fonction; la raison de ce phénomène est jusqu'à présent inconnue.

Dans un montage oscillateur, le manipulateur est inséré soit dans le circuit de la grille de suppression, lorsqu'il s'agit d'une pentode, soit dans le circuit de plaque, de cathode ou même de grille-écran.

Une difficulté que l'on rencontre dans la manipulation de l'étage oscillateur, se rapporte au fonctionne-

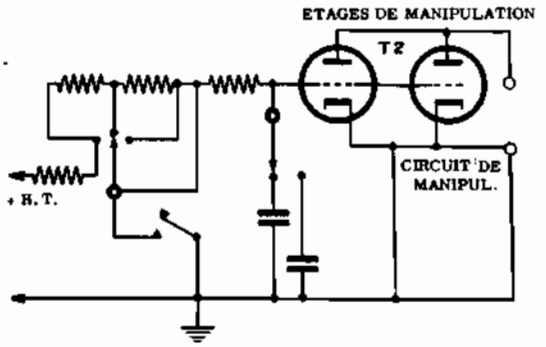


Fig. 5 - Manipulation électronique indirecte. Lorsque le manipulateur est levé, le tube T2 est bloqué et ne permet pas le passage du courant.

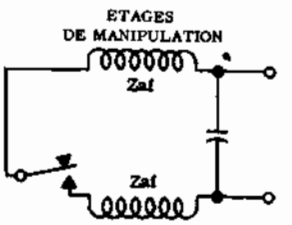


Fig. 6 - Circuit de filtrage pour la suppression des phénomènes transitoires de manipulation. La haute fréquence passe à travers le condensateur et non à travers le manipulateur, grâce aux deux inductances d'arrêt.

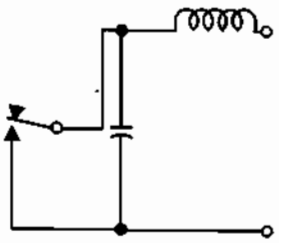


Fig. 7 - Circuit LC de retard, au moyen duquel le manipulateur donne à la porteuse manipulée l'aspect de figure 1-A.

nement correct des étages successifs. En effet, même si l'oscillateur est établi d'une façon telle qu'en agissant sur le manipulateur on n'ait aucun claquement appréciable, les étages suivants surtout celui fonctionnant en classe C, à forte tension d'excitation, ont tendance à rendre verticaux les fronts avant et arrière du signal, d'une façon telle qu'à la réception un claquement considérable se manifeste également. Cette difficulté peut être éliminée en faisant en sorte que la tension d'excitation de tous les étages amplificateurs soit limitée au minimum compatible avec le fonctionnement correct des étages.

Un autre problème posé par la présence du manipulateur dans l'étage oscillateur a trait à la stabilité des étages successifs. Des oscillations parasites dans ces étages peuvent, en effet, rendre les claquements provenant de la manipulation, trop prononcés.

Dans ce cas, il n'existe aucun méthode de filtrage possible.

Manipulation au moyen d'un tube électronique

La manipulation peut être aussi effectuée au moyen d'un tube électronique et, précisément, en utilisant un tube à faible résistance interne (triode), ou bien plusieurs tubes parallèles, reliés en série avec un circuit de l'émetteur où le manipulateur peut normalement être inséré. Comme on peut le remarquer sur **la figure 5**, lorsque le manipulateur est relevé, le tube de manipulation est polarisé de façon qu'il soit bloqué et, par suite, présente une résistance interne très élevée; il se comporte alors comme un interrupteur ouvert.

Lorsque le manipulateur est abaissé, la tension de grille s'élève jusqu'à ce que le tube se débloque. En conséquence, la résistance interne descend à une valeur très basse et le tube se comporte comme un interrupteur fermé.

De toute façon, entre la plaque du circuit et la masse, une certaine résistance est toujours présente et par conséquent aussi une chute de tension, même si on dispose de plusieurs tubes montés en parallèle. Il en résulte que la manipulation au moyen d'un tube électronique apporte toujours une certaine chute de rendement.

Plus la résistance du tube ou du groupe de tubes en parallèle, à contact fermé, est élevée, plus cette baisse est importante.

Malgré cet inconvénient, la manipulation électronique présente des aspects particulièrement favorables comme par exemple, l'absence complète de claquements et de scintillations. De plus, si on adopte la commutation électronique, il est bien facile d'établir des filtres aptes à supprimer un type quelconque de perturbations, étant donné les tensions plutôt basses existant aux bornes du tube de commutation.

Circuits de filtrage

Pour donner aux impulsions à haute fréquence la forme désirée et pour déterminer les phénomènes transitoires qui engendrent les claquements, on utilise des circuits de filtrage spéciaux. La scintillation due au manipulateur ou aux contacts du relais rayonne des ondes électromagnétiques qui peuvent brouiller les récepteurs se trouvant dans le voisinage, ou bien produire des oscillations amorties qui modulent la sortie à haute fréquence de l'émetteur.

Pour remédier à l'effet de scintillation, la tension aux bornes du manipulateur ou des contacts du relais doit être minimum et on doit utiliser un filtre passe-bas branché autant que possible près du manipulateur ou du relais. Dans certains cas, il est suffisant de monter en parallèle avec les bornes du manipulateur un simple condensateur. Dans d'autre cas au contraire, il est nécessaire de monter en série avec le circuit deux inductances d'arrêt H.F., comme le montre la **figure 6**. Le filtre représenté dans cette figure élimine les tensions transitoires qui modulent la sortie de l'émetteur, en plus de l'effet de scintillation. Dans le cas où il existe un relais, une réduction ultérieure des perturbations dues à la scintillation peut être obtenue en blindant ce composant.

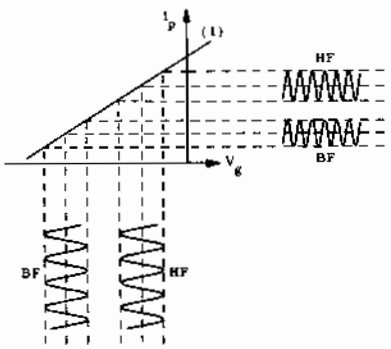


Fig. 8 - En mélangeant les deux signaux (BF et HF) dans un système linéaire (tube amplificateur classe A), la modulation ne s'opère plus.

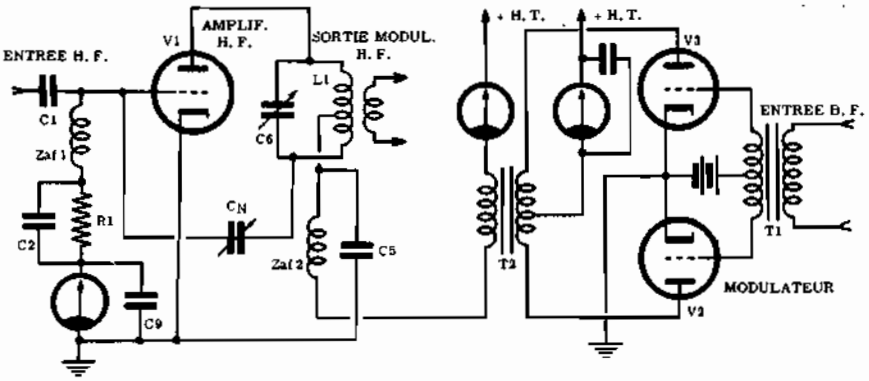


Fig. 9 - Exemple de modulateur par l'anode. Le signal B.F., amplifié par l'étage « push-pull » (V2 - V3), fournit la tension B.F. aux bornes du secondaire de T2. De cette façon, la tension anodique de V1 varie en fonction du signal B.F.

Le circuit à retard, représenté par la **figure 7**, est un filtre étudié pour donner à l'onde manipulée la forme adéquate (figure 1-A); en outre, il contribue lui aussi à diminuer les claquements et les tensions transitoires.

Il est conforme à celui que nous avons déjà rencontré à propos de la manipulation par la cathode.

SYSTEMES de MODULATION d'AMPLITUDE

Nous avons traité précédemment la théorie de la modulation en amplitude d'un signal à haute fréquence Nous nous en occuperons plus profondément à présent.

La méthode la plus courante pour effectuer la modulation en amplitude consiste à appliquer le signal à fréquence acoustique que l'on veut transmettre, directement sur l'anode du tube final, après amplification. Ce système, appelé **modulation par l'anode**, exige que le signal modulant ait une puissance importante, et, par conséquent, il est appelé aussi « modulation à haut niveau ». La tension de modulation peut être appliquée également à la grille de contrôle ou à la cathode et, dans le cas d'étages à pentode, à la grille-écran ou à la grille de suppression. Tous ces systèmes sont appelés à « bas niveau de modulation » parce qu'ils se contentent d'une faible puissance du signal modulant à fréquence acoustique.

Quelquefois, la modulation est effectuée dans un étage qui précède l'étage final. De toute façon, quel que soit le procédé employé, il est indispensable que le mélange des 2 tensions, la tension B.F. modulante et la tension H.F. à moduler, s'opère dans un système non-linéaire, c'est-à-dire qui ne suit pas la loi d'Ohm.

Supposons, en effet, que nous appliquions les deux signaux à un système linéaire, c'est-à-dire obéissant à la loi d'Ohm: $R = \frac{I}{V}$ = Constante; un tel système est constitué, par exemple, par un étage amplificateur fonctionnant en classe A.

La **figure 8** montre qu'en superposant les deux signaux sur la grille, l'amplitude de la composante H.F. du courant anodique reste constante.

Autrement dit, le courant anodique est constitué par la coexistence de deux composantes sinusoïdales d'amplitude constante:

$$I_p = I_{HF} + I_{BF}$$

Il n'y a pas de modulation du signal HF par le signal BF. Si la caractéristique de la **figure 10** présentait une courbure, sa pente S ne resterait pas constante, mais varierait et il y aurait modulation.

D'où la nécessité de sortir de la classe A, pour travailler en classe B ou C.

Modulation par l'anode

Un circuit typique de modulation par l'anode est celui de la **figure 9**. Il est capable d'assurer une modulation à 100%, qui correspond au maximum de puissance admissible dans les bandes latérales, sans introduire de perturbations. Pour une modulation à 100%, l'amplitude du signal à fréquence acoustique aux bornes du secondaire du transformateur de modulation T2 doit atteindre une valeur de crête égale à celle de la tension anodique de l'étage final.

Par conséquent, pendant les crêtes négatives du signal modulant, l'amplitude du signal haute fréquence descend à zéro, ce qui est dû à l'annulation de la tension anodique.

Pour obtenir une modulation à 100%, il est nécessaire que le modulateur soit capable de fournir une puissance à fréquence acoustique égale à la moitié de la puissance à haute fréquence rayonnée par l'émetteur non modulé. Par exemple, si la puissance de sortie non modulée de l'émetteur est de 100 watts, la puissance de crête du modulateur doit être de 50 watts. Pendant une transmission modulée à 100%, la puissance de sortie totale de l'émetteur devrait être de 150 watts, en supposant que le rendement de l'émetteur soit de

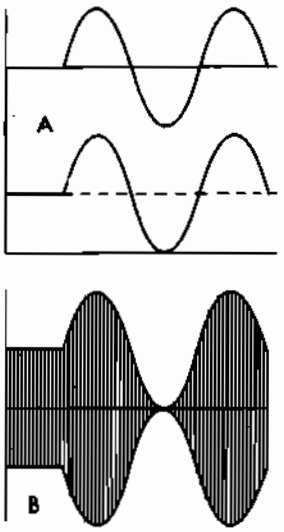


Fig. 10 - A = signal B.F. et variation de V_a. B = HF modulée.

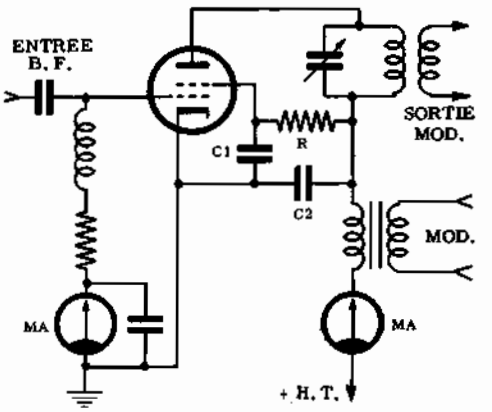


Fig. 11 - Modulation par la plaque et la grille-écran. On a, dans ce cas, une distorsion plus petite qu'en modulant seulement par la grille-écran.

100%. En pratique le rendement d'un étage final à haute fréquence est d'environ 70% et par conséquent, la puissance de sortie réelle est de beaucoup inférieure à 150 watts. En supposant toutefois, que la puissance de sortie soit de 150 watts, 100 watts formeraient la puissance de la porteuse et les 50 autres watts se répartiraient en parties égales entre les deux bandes latérales de modulation.

Etant donné que la tension anodique de l'amplificateur final à haute fréquence est, pendant les crêtes positives du signal modulant, le double de la tension d'alimentation anodique, le courant anodique est lui aussi doublé; la puissance de crête rayonnée monte donc à quatre fois la valeur de la puissance de la haute fréquence modulée (dans les conditions de fonctionnement idéales et avec un signal modulant parfaitement sinusoïdal). Puisque la puissance varie proportionnellement au carré du courant, le courant d'antenne dépend de la puissance rayonnée. Pendant la modulation à 100% il augmente de 22,5%. On peut vérifier cela, par exemple, en considérant les données précédentes. Supposons que la résistance du circuit d'antenne soit de 50 ohms, le courant d'antenne en l'absence de modulation, est calculé au moyen de la formule:

$$P = I^2R; \quad I^2 = \frac{P}{R} = \frac{100}{50} = 2.$$

On a par conséquent:

$$I = \sqrt{2} = 1{,}414 \text{ ampères}$$

Avec une puissance de sortie de 150 watts, due à la présence d'une modulation à 100%, la nouvelle valeur de I, déterminée au moyen de la même formule devient:

$$I = \sqrt{3} = 1{,}732 \text{ ampères}$$

On a par conséquent, une augmentation de courant de 0,318 ampère; cet accroissement correspond aux taux suivant:

$$\frac{0{,}318}{1{,}414} \cdot 100 = 22{,}5\%$$

Lorsque le signal modulant est sinusoïdal, la tension de modulation atteint à chaque période, les mêmes valeurs de crêtes positives et négatives. Il est donc assez facile de régler la puissance modulante pour obtenir une modulation à 100%. Normalement toutefois, le signal modulant à basse fréquence traduit la parole ou les sons musicaux et par conséquent, n'est pas sinusoïdal et son amplitude n'est pas constante.

Le réglage est alors plus difficile et l'on doit se contenter de taux de modulation inférieurs, afin d'assurer une meilleure reproduction et d'éviter la surmodulation.

Le transformateur de modulation

Pour obtenir l'efficacité maximum du système, il faut que le transformateur de modulation T2 (figure 9) puisse adapter parfaitement l'impédance de sortie de l'étage final du modulateur à celle de l'étage final de l'émetteur proprement dit.

Pour obtenir le rapport de transformation du transformateur de modulation on doit calculer le rapport entre ces deux impédances.

L'impédance de charge de l'étage à haute fréquence peut être calculée en faisant le rapport entre la tension et le courant de plaque tandis que celle de l'étage final B.F. peut être trouvée sur les manuels relatifs aux tubes employés. Le rapport de transformation doit être égal à la racine carrée du rapport des impédances.

Par exemple, si l'impédance de l'étage final à haute fréquence est de 8 kΩ, et celle de l'étage final B.F., de 12 kΩ, le rapport est donné par:

$$n = \frac{8\,000}{12\,000} = \sqrt{0{,}66} = 0{,}812$$

En ce qui concerne le diamètre des enroulements, il est calculé en fonction des courants qui parcourent

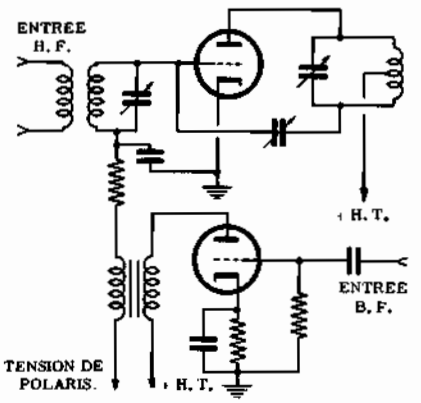


Fig. 12 - Modulation par la grille de commande. La tension du signal B.F. est en série avec celle de polarisation du tube. La puissance de modulation nécessaire est beaucoup plus faible que celle requise par la modulation par la plaque, mais la puissance maximale de l'onde modulée est très petite.

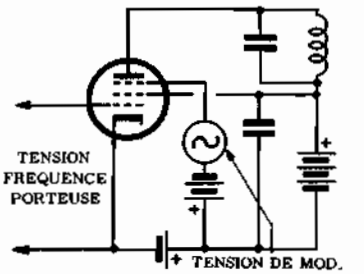


Fig. 13 - Modulation appliquée à la grille de suppression, en série avec une tension constante. Tant que le taux de modulation ne dépasse pas 90%, la distorsion est minimum.

les circuits primaire et secondaire. Dans tous les cas, étant donné que les puissances mises en jeu sont d'une certaine importance, les transformateurs de modulation sont presque toujours de dimensions considérables.

Le circuit de plaque de l'amplificateur R.F.

Dans l'exemple de la figure 9, la charge anodique est constituée par le circuit C6-L1, qui est accordé sur la fréquence du signal d'excitation. L1 est pourvu d'un point milieu, de sorte qu'il soit possible d'appliquer un neutrodynage de plaque, au moyen du condensateur variable C_N. L'inductance d'arrêt HF Zaf2 et le condensateur C5 ont pour but d'empêcher le signal à haute fréquence existant aux bornes du circuit accordé d'atteindre le transformateur de modulation T3. En effet, l'inductance présente une notable réactance aux fréquences élevées qui s'écoulent à la masse à travers le condensateur C5. Le signal modulant, au contraire, ne rencontre pas une réactance appréciable en passant à travers Zaf2, ni ne peut aboutir à la masse à travers le condensateur C5 qui, étant donné sa faible capacité, lui oppose une réactance pratiquement infinie.

Le modulateur

Les modulateurs sont tout simplement des amplificateurs de puissance basse fréquence, puisqu'il s'agit de modulation à niveau élevé. La figure 9 indique seulement l'étage final du modulateur, parce que les étages précédents ne comportent aucune caractéristique qui puisse les distinguer des amplificateurs à fréquence acoustique classiques. En général, étant donné que les puissances considérables sont nécessaires, les étages finaux des modulateurs sont équipés de deux tubes en push-pull classe B. On ne peut pas utiliser des étages classe C parce que le fort rendement et la grande puissance de sortie seraient accompagnés de forte distorsion.

En ce qui concerne le principe de fonctionnement de la modulation par l'anode, nous ne croyons pas que des explications supplémentaires soient nécessaires. Il est suffisant de se rappeler que la tension de sortie de l'étage final du modulateur s'ajoute à chaque instant à la tension continue d'alimentation anodique; il s'agit donc d'une somme géométrique. Les variations de la tension anodique provoquent des variations correspondantes de la composante continue I_{oa} et de la composante alternative fondamentale à haute fréquence du courant anodique, comme l'indique la **figure 10**.

Modulation par la plaque et la grille-écran d'une pentode

Le courant de plaque d'une tétrode et d'une pentode est proportionnel à la tension de grille-écran, à peu près comme le courant d'une triode est proportionnel à la tension de plaque. Pour cette raison, dans le cas où l'étage final d'un émetteur est équipé d'un tube tétrode ou pentode, on utilise la modulation par l'anode et la grille - écran dont le montage est représenté par la **figure 11**; la grille - écran seulement paraît, à première vue, plus rationnelle, étant donné que la puissance modulante nécessaire serait beaucoup plus faible. Toutefois, en modulant simultanément par la plaque et l'écran, on obtient une distorsion bien inférieure. Dans le schéma représenté à titre d'exemple, la résistance R détermine la chute de tension nécessaire sur la grille-écran, en l'absence de modulation. Les deux condensateurs C1 et C2, de faible capacité, servent à écouler à la masse les composantes à haute fréquence éventuellement présentes dans le circuit de modulation. Ils n'ont aucun effet sur la B.F.

Modulation par la grille de commande

La modulation d'un émetteur peut aussi être effectuée en agissant sur la tension de polarisation de la grille de contrôle. Un circuit de ce genre est représenté par la **figure 12**. L'avantage principal de la modulation par la grille est dû à la faible puissance de modulation nécessaire; pour obtenir une modulation à 100% d'un signal à haute fréquence de 100 watts, une puissance de 2 watts du signal à fréquence acoustique appliqué à la grille, est en effet suffisante. Cette puissance, quoique faible, est nécessaire à cause de

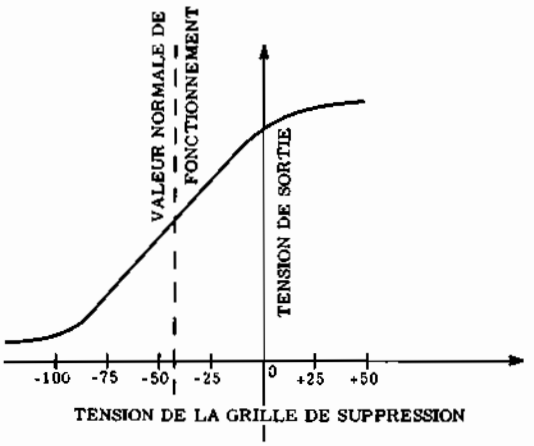


Fig. 14 - Fonctionnement du circuit de la figure 13. La variation de la tension de sortie est linéaire pour une portion considérable de la courbe.

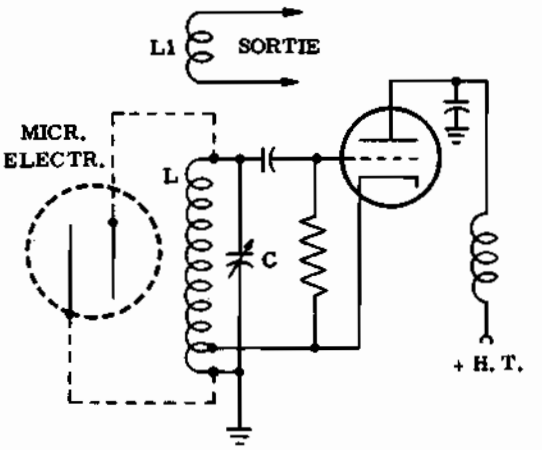


Fig. 15 - Modulation de fréquence au moyen d'un microphone électrostatique en parallèle avec le circuit accordé.

la présence d'un courant de grille; elle est de toute façon de beaucoup inférieure à la puissance nécessaire pour la modulation par la plaque (50 watts). Mais la distorsion est plus importante.

La modulation par la grille présente l'inconvénient d'avoir un rendement variable au cours d'un cycle de modulation.

De plus, ce rendement est faible, pratiquement voisin de 30%, contre 60 à 70% pour la modulation par l'anode.

Modulation par la grille de suppression

Ce type de modulation est similaire à celui de la modulation par la grille de contrôle. Dans ce cas également, une faible puissance de modulation est suffisante, étant donné que le courant de la grille de suppression est minimum. Le montage illustré par la **figure 13** indique que la tension de modulation, fournie par le secondaire du transformateur de modulation, est appliquée à la grille de suppression montée en série avec une tension fixe de polarisation. Tant que la polarisation fixe est telle que, même dans les crêtes positives du signal modulant, la tension de grille reste négative, une puissance d'excitation minimum est suffisante. Cette puissance devient importante dans le cas où la grille de suppression devient positive. La distorsion qu'on obtient par ce type de modulation ne dépasse pas 90%. Comme on peut le noter, en effet, en examinant la courbe de la **figure 14**, la tension de sortie varie presque linéairement avec la variation de la tension de grille de suppression, tout au moins dans un certain intervalle autour de la valeur normale de fonctionnement.

MODULATEURS de FREQUENCE

Dans les leçons 76-77-79 nous avons étudié d'une manière détaillée la modulation de fréquence. Nous avons, en particulier, examiné longuement le fonctionnement du modulateur à réactance. Nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir se reporter à la leçon n° 79.

Toutefois, à ce point, nous jugeons utile, un retour sur ce qui a été déjà dit.

Par la première partie du Cours, nous savons que les résistances, les inductances et les capacités ont des effets différents sur les courants et sur les tensions. Une résistance agit en s'opposant au flux du courant (continu ou alternatif), et dans les cas des courants alternatifs, le courant et la tension sont en phase entre eux.

Si nous considérons maintenant un condensateur, nous savons qu'il présente une résistance infinie aux courants continus. Par rapport aux courants alternatifs il offre une résistance déterminée (ce qu'on appelle la réactance capacitive) qui augmente avec la diminution de la fréquence et qui diminue quand cette dernière augmente. De plus, le courant et la tension ne sont pas en phase, parce que la tension suit le courant, avec un angle de déphasage de 90°.

Nous savons aussi que le comportement de l'inductance est en tout point opposé à celui du condensateur. En effet, une inductance présente une résistance nulle au courant continu, tandis que par rapport aux courants alternatifs elle offre une résistance (appelée, réactance inductive) qui augmente quand la fréquence en fait autant et qui diminue lorsque cette dernière en fait aussi de même. Avec l'inductance aussi on a un déphasage de 90° entre le courant et la tension, avec la différence que, cette fois, c'est la tension qui précède le courant.

Chacun des trois cas considérés remplit donc, dans un circuit, des fonctions caractéristiques. Leurs actions se manifestent aussi lorsque, même en existant effectivement une résistance, un condensateur ou une inductance, des comportements résistifs, capacitifs ou inductifs qui sont engendrés par d'autres composants ou par le type même du circuit, sont présents.

Nous nous contenterons ici de donner deux schémas de modulateurs à réactance typique. Ceux-ci sont représentés par les **figures 15** et **16**. Ce dernier est un modulateur à tube à réactance inductive, dont le fonctionnement a déjà été expliqué (voir leçon n° 79). Remarquons que la partie à droite du tube à réactance est un oscillateur Hartley classique.

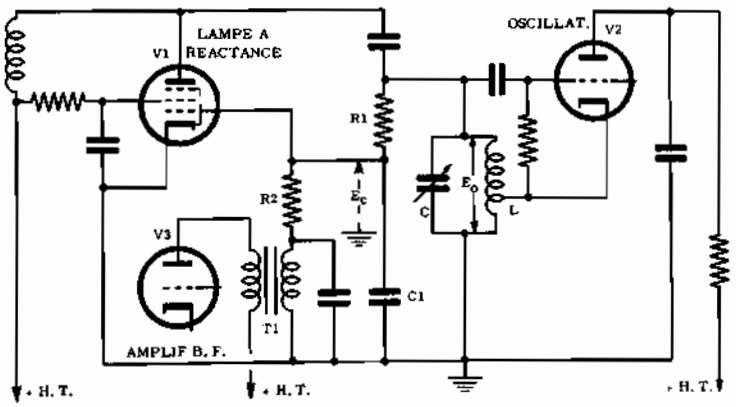


Fig. 16 - Circuit caractéristique d'un modulateur de fréquence comportant un tube à réaction (V1). La fréquence du signal dépend des valeurs L et C, et elle est modifiée par les variations d'amplitude du signal entre R1 et C1.

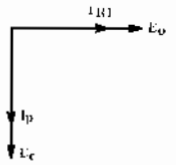


Fig. 17 - Représentation vectorielle de I_{R1} et E_0 (en phase entre eux) et de E_c et I_p, ceux-ci aussi en phase entre eux, mais déphasés de 90° par rapport à I_{R1} et E_0.

Fig. 18 - Le tube à réactance se comporte comme une inductance variable (en pointillé), reliée en parallèle avec le circuit accordé.

Pour comprendre le fonctionnement du circuit de la figure 16, prenons en considération le circuit R1-C1, monté en parallèle avec l'oscillateur. On pourrait penser qu'il abaisse notablement le Q du circuit LC; cela ne se produit pas si la résistance de R1 et la réactance de C1 sont suffisamment élevées, pour que le courant qui traverse cette branche soit réduit le plus possible.

Pendant la résonance, le circuit oscillant se comporte, comme nous avons dit, de façon purement résistive. La branche R1-C1 aussi se comporte pratiquement de façon résistive, si la valeur de R est importante par rapport à la réactance capacitive de C1, et plus précisément d'au moins dix fois la valeur d'une telle réactance. Nous pouvons donc affirmer que les deux courants, à travers LC et à travers R1-C1, sont purement résistifs. La figure 17 représente un diagramme vectoriel des tensions et des courants du circuit. La tension E_0, existant aux bornes du circuit LC est en phase avec le courant i_{R1} qui traverse R1. Ce courant traverse aussi C1, en déterminant à ses bornes une tension, E_c, retardée de 90°.

La tension E_c que nous venons de considérer est appliquée à la grille contrôle du tube à réactance. Supposons d'abord qu'elle constitue toute la tension de polarisation, aucun signal n'existant dans le secondaire du transformateur T1 branché en série avec R2. Le courant de plaque du tube, I_p, est en phase avec la tension sur la grille, c'est-à-dire avec E_c; cela est représenté par les vecteurs relatifs de la figure 17. La tension de plaque, au contraire, coïncide avec E_0, au moins en ce qui concerne la composante à haute fréquence, et elle se trouve par suite, vis à vis du courant I_p, en avance de 90°. Le tube se comporte de ce fait, comme un composant inductif, puisque le courant suit de 90° la tension à ses bornes.

Le courant inductif du tube s'additionne avec celui qui est déjà présent dans la bobine L, et par conséquent on a une variation de la fréquence d'accord; cette dernière n'est plus celle du circuit LC considéré séparément, elle s'en trouve plutôt augmentée. En effet, un courant inductif plus grand correspond à une réactance inductive plus petite et par suite à une plus petite inductance. Avec une inductance plus petite on obtient, comme nous le savons, une augmentation de la fréquence de résonance.

Si maintenant on fait varier la tension de polarisation de V1, en ajoutant une composante à fréquence acoustique, provenant du secondaire de T1 branché en série avec la tension fixe E_c, le courant de plaque varie aussi en proportion, et avec ce dernier la fréquence d'accord du circuit oscillant. Comme on peut le noter, l'amplificateur à fréquence acoustique est couplé avec le circuit de grille du tube modulateur à réactance. Des étages de puissance ne sont pas nécessaires parce que le tube à réactance ne conduit pas de courant de grille.

Pendant les demi-ondes positives du signal acoustique, la grille de V1, devient plus positive, et par conséquent le courant dans le tube augmente, en déterminant une augmentation de fréquence de résonance du circuit oscillant. Cette fois aussi, l'amplitude du signal acoustique détermine la valeur de l'incursion en fréquence, tandis que sa fréquence détermine la vitesse de variation. Aucun élément n'agit sur l'amplitude du signal engendré. Nous sommes par conséquent justement dans les conditions nécessaires pour obtenir la modulation de fréquence. Nous devons ajouter que, avec le système du tube à réactance, on obtient une modulation presque parfaitement linéaire. La figure 18 indique schématiquement le fonctionnement du tube à réactance, qui est représenté par l'inductance variable en pointillé.

Dans l'exemple de la figure 16 on a utilisé le condensateur C_1 en série avec R_1 comme circuit de déphase tel qu'il rende le tube inductif. En utilisant d'au- à réactance: on a pu ainsi obtenir un déplacement de phase tel qu'il rende le tube inductif. En utilisant d'autres types de réseaux RC de déphasage, il est possible d'obtenir des déphasages qui rendent le tube capacitif, c'est-à-dire tels que le courant qui le traverse, précède la tension de 90°. Quant à l'effet final, les tubes à réactance capacitive donnent des résultats semblables à ceux à réactance inductive.

Leçon n° 129

QUESTIONS sur les LEÇONS 127 et 128

N. 1 — Comment peut-on définir une onde entretenue pure ?

N. 2 — Pour quelle raison une onde entretenue pure peut-elle être seulement utilisée pour les communications radiotélégraphiques ?

N. 3 — De quelle façon est-il possible d'améliorer la stabilité en fréquence dans un émetteur fonctionnant sur des fréquences élevées ?

N. 4 — Dans un émetteur muni de plusieurs tubes fonctionnant en Haute Fréquence, quelle est la tâche de l'étage séparateur ?

N. 5 — Pour quelle raison, dans un émetteur, obtient-on des signaux de sortie parfaitement sinusoïdaux, quoique les étages fonctionnent en classe C, c'est-à-dire avec de fortes distorsions de la forme d'onde ?

N. 6 — Quelle est la cause la plus courante de dérive en fréquence d'un émetteur ?

N. 7 — Dans quel cas obtient-on le rendement maximum dans un étage fonctionnant en classe C ?

N. 8 — Dans les étages amplificateurs avec courant de grille, quel avantage peut apporter la polarisation par résistance de grille ?

N. 9 — Quelle est le rôle de la batterie de protection, utilisée pour la polarisation « mixte » des étages fonctionnant en classe C ?

N. 10 — Quelle est le rôle des circuits de neutrodynage dans les amplificateurs de puissance ?

N. 11 — Qu'entend-on par « manipulation » d'une onde porteuse à Haute Fréquence ?

N. 12 — Lorsque le manipulateur est inséré dans des circuits Haute Fréquence, comment est-il possible d'éviter le danger de décharges électriques ?

N. 13 — Comment réalise-t-on la « manipulation électronique » ?

N. 14 — Dans la modulation par la plaque, quelle relation existe-t-il entre la puissance à Haute Fréquence et la puissance de modulation à B.F. ?

N. 15 — Quel est l'avantage de la modulation par la plaque et la grille écran, par rapport à la seule modulation par l'écran ?

N. 16 — Quels sont les avantages et les inconvénients de la modulation par la grille, par rapport à la modulation par la plaque, en ce qui concerne la puissance rayonnée ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 993

N. 1 — Les champs magnétique et électrique sont en quadrature dans l'espace et en phase dans le temps. Ils sont également perpendiculaires à la direction de propagation de l'onde.

N. 2 — Le fait que les champs magnétique et électrique vibrent toujours dans le même plan. En pratique, le plan de polarisation de l'onde est celui dans lequel vibre le champ électrique.

N. 3 — Les ondes spatiales sont utilisées pour les communications diurnes, à fréquence élevée et à grande distance. Les ondes terrestres, pour les transmissions à distance réduite, à fréquence élevée et faible puissance, ou à longue distance, à fréquence basse et forte puissance.

N. 4 — En deux parties: onde terrestre proprement dite et onde aérienne. Cette dernière se propage en partie en ligne droite et en partie par réflexion sur la surface du sol.

N. 5 — Du fait que ces ondes sont réfractées ou réfléchies par la troposphère et l'ionosphère; il en résulte un accroissement considérable de la portée d'un émetteur.

N. 6 — La haute atmosphère ou atmosphère raréfiée, dont les atomes sont ionisés par les rayons cosmiques et les radiations solaires (rayons ultra-violets). Elle est située entre 50 et 1 000 km au-dessus de la surface de la terre, pour se perdre insensiblement dans les espaces interplanétaires.

N. 7 — En trois couches: D, E et F. Cette dernière, à son tour, se subdivise en deux couches, F1 et F2.

N. 8 — Une zone où il n'existe aucune réception, comprise entre la distance maximale à laquelle les ondes terrestres se propagent et le commencement de la zone où aboutissent les ondes spatiales réfléchies et réfractées.

N. 9 — Dans la variation d'intensité du signal reçu. Aux variations de la densité d'ionisation des diverses couches de l'ionosphère.

N. 10 — Elles ne nécessitent pas de lignes de transmission; la liaison à l'émetteur utilise une partie de l'antenne et rayonne également.

N. 11 — Dans le premier cas, le câble d'alimentation est relié à un ventre de courant, dans le second, à un ventre de tension.

N. 12 — Parce qu'elles peuvent avoir une longueur limitée au quart de la longueur d'onde.

N. 13 — Au moyen d'une capacité terminale, obtenue par exemple, au moyen d'une nappe de fils horizontale.

N. 14 — A cause de sa faible résistance de rayonnement.

N. 15 — A cause de leur effet directif. La sensibilité, en effet, est maximum lorsque le plan de la spire coïncide avec la direction de l'émetteur.

N. 16 — Comme le rapport entre la puissance rayonnée dans la direction principale du diagramme de rayonnement de l'antenne en question, et la puissance rayonnée par une antenne isotropique. Il est normalement exprimé en décibel.

N. 17 — En faisant varier l'angle formé par les deux branches, jusqu'à faire coïncider les directions principales de propagation.

N. 18 — La première est bidirectionnelle; la seconde, au contraire, unidirectionnelle.

TAB 92 - ABREVIATIONS UTILISEES DANS LE TRAFIC RADIOTELEGRAPHIQUE et RADIOTELEPHONIQUE

Dans le service international des télécommunications, on fait un usage intensif d'abréviations et cela, indépendamment de l'emploi de codes spéciaux, notamment le code Q que nous étudierons.

Les principes qui ont présidé à l'établissement de ces abréviations sont les suivants:

a) n'attribuer qu'une seule signification à une même abréviation, à moins qu'il soit établi qu'il ne peut en résulter aucun malentendu;

b) ne prévoir qu'une seule abréviation par signification, même s'il s'agit d'un emploi différent;

c) composer les abréviations d'après la ou les racines de mots communs aux trois langues de travail, sauf si ce principe ne peut être appliqué au mieux, auquel cas l'abréviation devrait s'inspirer de l'expression anglaise;

d) choisir, d'après l'usage le plus courant, le singulier ou le pluriel; pour la signification de chaque abréviation, voir feuille jointe.

e) une abréviation peut avoir plusieurs variantes grammaticales d'une même signification de base lorsque cela ne risque pas d'entraîner de confusion et que la forme grammaticale voulue peut être dégagée du contexte du message.

Les abréviations que nous donnons ici sont les plus courantes, elles sont connues de tous, aussi bien des stations professionnelles que des radio-amateurs.

A

AA	Tout après
A/A	air - air
AB	Tout avant
ABT	Environ
ABV	Au dessus de...
ABV	Abrégez (ou je répéte les chiffres en abrégé
ACT	En service ou en activité
ADS	Adresse
ADZ	Rendez - compte
AERO	Message d'observation météorologique courante pour l'aviation (en code chiffré météorologique international)
AFT	Après... (heure ou lieu)
A/G	Air - sol
AGL	Au-dessus du niveau du sol
ALTN	Alternatif (feux à couleurs alternées)
ANT	avant
APRX	Approximativement
AR	Fin de transmission [. — . — .]
AS	Attente [. — . . .]
ATP	A'... (heure ou lieu)
AVBL	Disponible

B

B	bleu
BCST	Diffusion
BDRY	Limite - délimitation
BK	Signal employé pour interrompre une communication en cours
BLW	Au dessous de...
BN	Tout entre... et...
BQ	Réponse à RQ
BS	Station de radiodiffusion commerciale
BT	Signal de séparation [— . . . —]
BTN	Entre

C

C	Degrès Celsius (centigrades)
CFM	Confirmez ou je confirme
CL	Je ferme ma station
CLR	Libre ou autorisé à...
CLSD	Fermé
CNL	Annuler **ou** message d'annulation
CNS	Continu
COM	Télécommunications
CONT	Continuez **ou** maintenez
COR	Correct **ou** corrigé **ou** correction
CP	Appel général à deux ou, plusieurs stations spécifiées
CQ	Appel général à toutes les stations
CS	Indicatif d'appel (employé pour demander un indicatif d'appel)
CTF	Je vais consulter l'expéditeur (ou la station...) pour répondre à votre question
CW	onde entretenue

D

DCD	Duplex sur deux voies
DCS	Simplex sur deux voies
DE	De (utilisé devant l'indicatif d'appel de la station appelante
DEG	Degrés
DEL	Message de retard
DF	Je vous branche sur la station que vous demandez
DIST	Distance
DSB	Double bande latérale
DTG	Groupe date-heure
DUPE	Ceci est un duplicata de message

E

E	Est ou longitude Est
EEE	Erreur [. . . . .]
EEET	Temps écoulé prévu
EHF	Fréquences extrêmement hautes (30 000 à 300 000 MHz)

EM . . . . . Emission
ER . . . . . Ici... **ou** ci-joint
ETI . . . . . Le renseignement est une estimation
ETO . . . . . Heure prévue (de survol)
EV . . . . . Chaque
EXC . . . . . excepté
EXP . . . . . S'attendre à **où** attendu **ou** s'attendant à

F

F . . . . . Degrés Fahrenheit
F . . . . . Fixe
FCST . . . . . Prévu
FOT . . . . . Unités du système anglais
FREQ . . . . . Fréquence
Fréquent
FT . . . . . Pieds (unité de mesure)

G

G . . . . . vert
GA . . . . . Continuez, reprenez la transmission
G/A . . . . . Dans le sens sol-air
GEN . . . . . Général
GEO . . . . . Géographique **ou** vrai
GMT . . . . . Temps moyen de Greenwich
GND . . . . . Sol
GRADU . . . . . Graduel

H

H24 . . . . . Service permanent de jour et de nuit
HF . . . . . Hautes fréquences [3 000 à 30 000 kHz]
HJ . . . . . Du lever au coucher du soleil
HN . . . . . Du coucher au lever du soleil
HO . . . . . Service disponible selon les besoins de l'exploitation
HR . . . . . Heures
HURCN . . . . . Ouragan
HX . . . . . Pas d'heures précises de fonctionnement

I

ID . . . . . Désignation **ou** identiefiez **ou** identification
IMPR . . . . . S'améliore **ou** s'améliorant
IMT . . . . . Immédiat **ou** immédiatement
INP . . . . . Si impossible
INS . . . . . Pouces (unité de mesure)
INTER . . . . . Intermittent
INTSF . . . . . Intensification **ou** s'intensifiant
ISB . . . . . Bande latérale indépendante

J

JM . . . . . Faites une série de traits si vous m'autorisez à transmettre. Faites une série de points pour arrêter ma transmission

K

K . . . . . Invitation à transmettre
KA . . . . . Signal de début de message en télégraphie Morse
KC . . . . . kilocycles par seconde
KG . . . . . kilogrammes
KM . . . . . kilomètres
KMH . . . . . kilomètres à l'heure
KT . . . . . Noeuds
KW . . . . . kilowatts

L

L . . . . . Radiobalise
LAT . . . . . Latitude
LB . . . . . Livres (poids)
LEFT . . . . . Gauche (à gauche) (direction de virage)
LF . . . . . Basses fréquences [30 à 300 kHz]
LMT . . . . . Temps moyen local
LOC . . . . . Localement
LONG . . . . . Longitude
LR . . . . . Le dernier message que j'ai reçu est...
LS . . . . . Le dernier message que j'ai transmis est
LTD . . . . . Limité
LTT . . . . . Téléimprimeur par fil

M

M . . . . . Mètres
MAG . . . . . Magnétique
MAX . . . . . Maximum
MB . . . . . Millibars
MC . . . . . Mégacycles par seconde
MCW . . . . . Ondes entretenues modulées
MDF . . . . . Station radiogoniométrique moyenne fréquence
MET . . . . . Météorologie **ou** météorologique
MF . . . . . Moyennes fréquences [300 à 3 000 kHz]
MIL . . . . . Militaire
MIN . . . . . Minutes
MIS . . . . . Manque (identification de la transmission)
ML . . . . . Mille anglais
MNM . . . . . Minimum
MNTN . . . . . Maintenir
MPH . . . . . Mille anglais à l'heure
MPS . . . . . Mètres/seconde
MS . . . . . Moins
MSG . . . . . Message
MSR . . . . . Le message... à été mal acheminé
MT . . . . . Montagnes
MTU . . . . . Unités du système métrique

N

N . . . . . Nord **ou** latitude Nord
NC . . . . . Sans changement
NE . . . . . Nord - Est
NEH . . . . . Je vous branche sur une station qui acceptera le trafic pour la station que vous demandez

NIL . . . . . Néant **ou** je n'ai rien à vous transmettre.
NM . . . . . Mille marin
NMN . . . . . Normal
NO . . . . . non
NOTAM . . . . . Avis donnant sur l'établissement l'état ou la modification d'une installation, d'un service, d'une procédure aéronautique ou d'un danger pour la navigation aérienne, des renseignements dont la communication, à temps, au personnel chargé des opérations aériennes est essentielle
NR . . . . . Numéro
NW . . . . . Nord - ouest

O

OBCS . . . . . Observation **ou** observer, **ou** observé
OCC . . . . . La ligne n'est pas libre
OCNL . . . . . Occasionnel **ou** Occasionnellement
OK . . . . . Nous sommes d'accord ou c'est correct
O/R . . . . . Sur commande
ORD . . . . . Indication d'un ordre
OSV . . . . . Navire-station océanique

P

PN . . . . . Préavis exigé
PROB . . . . . Probabilité
PS . . . . . Plus
PSN . . . . . Position

Q

QUAD . . . . . Quadrant

R

R . . . . . Reçu (accusé de réception)
R . . . . . Rouge
RAPID . . . . . Rapide
RB . . . . . Relisez
RDO . . . . . Radio
REC . . . . . Récepteur **ou** réception
REF . . . . . Réérence à ... (ou référez-vous à...)
RITE . . . . . Droite (à droite) direction de virage
RON . . . . . Réception seulement
RPT . . . . . Répétition **ou** répétez **ou** je répète
RQ . . . . . Indication d'une demande
RTG . . . . . Radiotélégraphe

S

S . . . . . Sud **ou** latitude Sud
SAP . . . . . Dès que possible
SAR . . . . . Recherches et sauvetage
SE . . . . . Sud-est
SEC . . . . . Secondes
SIG . . . . . Signature
SKED . . . . . Horaire ou heure fixe
SLW . . . . . Lent(e)
SSB . . . . . Bande latérale unique
SW . . . . . Sud-ouest
SWY . . . . . Prolongement d'arrêt

T

T . . . . . Température
TCYC . . . . . Cyclone tropical
TEMPO . . . . . Temporaire
TFC . . . . . Trafic
THRU . . . . . Je vous branche sur un autre commutateur
TIL . . . . . Jusqu'à
TIP . . . . . Jusqu'au delà de... (lieu)
TO . . . . . A (vers)... (lieu)
TRANS . . . . . Emetteur **ou** transmission
TS . . . . . Orage
TT . . . . . Téléimprimeur
TXT . . . . . Texte
TYPH . . . . . Typhon

U

UAB . . . . . Jusqu'à ce que vous soyez avisé par...
UFN . . . . . Jusqu'à nouvel avis
UHF . . . . . Ultra-hautes fréquences (300 à 3 000 MHz)
UNL . . . . . Illimité

V

V/S . . . . . Hors service
VA . . . . . Fin de travail (...—.—)
VAL . . . . . Dans les vallées
VER . . . . . Verticalement
VHF . . . . . Très hautes fréquences (30 MHz à 300 MHz)
VIA . . . . . Via
VIO . . . . . Violent (e) (employé pour préciser le genre de brouillage ou d'atmosphériques)
VRBL . . . . . Variable
VVV . . . . . Transmission de réglage ou d'essai (transmis en série)

W

W . . . . . Blanc
W . . . . . Ouest **ou** longitude ouest
WA . . . . . Le mot après...
WB . . . . . Le mot avant...
WD . . . . . Mot(s) ou groupe(s)
WDSPR . . . . . Etendu
WEF . . . . . Prend effet à partir de...
WIE . . . . . Prend effet immédiatement
WIP . . . . . Travaux en cours
WKN . . . . . Diminue **ou** diminuant
WX . . . . . Temps (conditions météorologiques)

X

XS . . . . . Atmosphériques

Y

Y . . . . . Jaune
YD . . . . . Yards
YES . . . . . Oui (affirmation)
YR . . . . . Votre

TABLEAU 93 - PREFIXES de NATIONALITE des STATIONS d'EMISSION PROFESSIONNELLES

Toutes les stations d'émission doivent, suivant des accords internationaux, posséder un indicatif propre. Celui-ci doit toujours être précédé d'un préfixe permettant l'individualisation immédiate de la nationalité de l'émetteur.

Le tableau ci-contre donne la liste des préfixes de nationalité qui doivent précéder les indicatifs des stations radio professionnelles et de radiodiffusion. On comprend qu'à l'intérieur de chaque groupe défini par les lettres, on choisisse les combinaisons possibles.

Pour les stations d'amateurs, il existe une liste spéciale que nous publierons dans les leçons suivantes.

AAA - ALZ	Etats Unis d'Amérique
AMA - AOZ	Espagne
ATA - AWZ	Inde
AXA - AXZ	Australie
AYA - AZZ	Répub. Argentine
BAA - BZZ	Chine
CAA - CEZ	Chili
CFA - CKZ	Canada
CLA - CMZ	Cuba
CNA - CNZ	Maroc
COA - COZ	Cuba
CPA - CPZ	Bolivie
CQA - CRZ	Colonies portuguaises
CSA - CUZ	Portugal
CVA - CXZ	Uruguay
CYA - CZZ	Canada
DAA - DTZ	Allemagne
DUA - DZZ	Philippines
EAA - EHZ	Espagne
EIA - EJZ	Irlande
EKA - EKZ	U.R.S.S.
ELA - ELZ	Liberia
EMA - EOZ	U.R.S.S.
EPA - EQZ	Iran
ERA - ERZ	U.R.S.S.
ESA - ESZ	Estonie
ETA - ETZ	Ethiopie
EUA - EWZ	Répub. Biélorusse
EXA - EZZ	U.R.S.S.
FAA - FZZ	France
GAA - GZZ	Grande Bretagne
HAA - HAZ	Hongrie
HBA - HBZ	Suisse
HVA - HDZ	Equateur
HEA - HEZ	Suisse
HFA - HFZ	Pologne
HGA - HGZ	Hongrie
HHA - HHZ	Haïti
HIA - HIZ	Répub. Dominicaine
HJA - HKZ	Colombie
HLA - HMZ	Corée
HNA - HNZ	Irak
HOA - HPZ	Panama
HQA - HRZ	Honduras
HSA - HSZ	Thaïlande
HTA - HTZ	Nicaragua
HUA - HUZ	San Salvador
HVA - HVZ	Vatican
HWA - HYZ	France
HZA - HZZ	Arabie Séoudite
IAA - IZZ	Italie
JAA - JSZ	Japon
JTA - JVZ	Mongolie
JWA - JXZ	Norvège
JYA - JYZ	Jordanie
JZA - JZZ	N. Guinée Hollandaise
KAA - KZZ	U.S.A.
LAA - LNZ	Norvège
LOA - LWZ	Argentine
LXA - LXZ	Luxembourg
LYA - LYZ	Lithuanie
LZA - LZZ	Bulgarie
MAA - MZZ	Grande Bretagne
NAA - NZZ	U.S.A.
OAA - OCZ	Pérou
ODA - ODZ	Liban
OEA - OEZ	Autriche
OFA - OJZ	Finlande
OKA - OMZ	Tchécoslovaquie
ONA - OTZ	Belgique
OUA - OZZ	Danemark
PAA - PIZ	Hollande
PJA - PJZ	Antilles Hollandaises
PKA - POZ	Indonésie
PPA - PYZ	Brésil
PZA - PZZ	Surinam
RAA - RZZ	U.R.S.S.
SAA - SMZ	Suède
SNA - SRZ	Pologne
SSA - SSM	Egypte
SSN - STZ	Soudan
SUA - SUZ	Egypte (R.A.U.)
SVA - SSZ	Grèce
TAA - TCZ	Turquie
TDA - TDZ	Guatemala
TEA - TEZ	Costa Rica
TFA - TFZ	Islande
TGA - TGZ	Guatemala
THA - THZ	France
TIA - TIZ	Costa Rica
TJA - TRZ	France
TSA - TSM	Tunisie
TSN - TZZ	France
UAA - UQZ	U.R.S.S.
URA - UTZ	Ukraine
UAA - UZZ	U.R.S.S.
VAA - VGZ	Canada
VHA - VNZ	Australie
VOA - VOZ	Canada
VPA - VSZ	Colonies Britanniques
VTA - VWZ	Indes
VXA - VYZ	Canada
VZA - VZZ	Australie
WAA - WZZ	U.S.A.
XAA - XIZ	Mexique
XJA - XOZ	Canada
XPA - XPX	Danemark
XQA - XRZ	Chili
XSA - XSZ	Chine
XTA - XTZ	France
XUA - XUZ	Cambodge
XVA - XVZ	Viet Nam
XWA - XWZ	Laos
XXA - XXZ	Colonies Portuguaises
XYA - XZZ	Birmanie
YAA - YAZ	Afghanistan
YBA - YHZ	Indonésie
YIA - YIZ	Irak
YJA - YJZ	Nouvelles Hébrides
YKA - YKZ	Syrie (R.A.U.)
YLA - YLZ	Lettonie
YMA - YMZ	Turquie
YNA - YNZ	Nicaragua
YOA - YRZ	Roumanie
YSA - YSZ	San Salvador
YTA - YUZ	Yougoslavie
YVA - YYZ	Vénézuéla
YZA - YZZ	Yougoslavie
ZAA - ZAZ	Albanie
ZBA - ZJZ	Colonies Britanniques
ZKA - ZMZ	Nouvelle Zélande
ZNA - ZOZ	Colonies Britanniques
ZPA - ZPZ	Paraguay
ZQA - ZQZ	Colonies Britanniques
ZRA - ZUZ	Union Sud-Afric.
ZVA - ZZZ	Brésil
2AA - 2ZZ	Grande Bretagne
3AA - 3AZ	Monaco
3BA - 3FZ	Canada
3GA - 3GZ	Chili
3HA - 3UZ	Chine
3VA - 3VZ	Tunisie
3WA - 3WZ	Viet Nam
3XA - 3XZ	Guinée
3YA - 3YZ	Norvège
3ZA - 3ZZ	Pologne
4AA - 4CZ	Mexique
4DA - 4IZ	Philipines
4JA - 4LZ	U.R.S.S.
4MA - 4MZ	Vénézuéla
4NA - 4OZ	Yougoslavie
4PA - 4SZ	Ceylan
4TA - 4TZ	Pérou
4UA - 4UZ	Etats Unis
4VA - 4VZ	Haïti
4WA - 4WZ	Yemen
4XA - 4XZ	Israël
4YA - 4YZ	Organisat. Internat. Aviation Civile
4ZA - 4ZZ	Israël
5AA - 5AZ	Lybie
5CA - 5GZ	Maroc
5JA - 5KZ	Colombie
5LA - 5MZ	Libéria
5PA - 5QZ	Danemark
5RA - 5VZ	France
6AA - 6BZ	Egypte (R.A.U.)
6CA - 6CZ	Syrie
6DA - 6JZ	Mexique
6KA - 6NZ	Corée
6OA - 6OZ	Somalie
6PA - 6SZ	Pakistan
6TA - 6UZ	Soudan
7AA - 7IZ	Indonésie
7JA - 7NZ	Japon
7SA - 7SZ	Suède
7ZA - 7ZZ	Arabie Séoudite
8AA - 8IZ	Indonésie
8IA - 8NZ	Japon
8SA - 8SZ	Suède
8TA - 8YZ	Inde
8ZA - 8ZZ	Arabique Séoudite
9AA - 9AZ	Saint-Marin
9BA - 9DZ	Iran
9EA - 9FZ	Ethiopie
9GA - 9GZ	Ghana
9KA - 9KZ	Koweit
9MA - 9MZ	Malaisie
9NA - 9NZ	Népal
9OA - 9UZ	Congo

TABLEAU 94 - CARACTERES TELEGRAPHIQUES de l'ALPHABET MORSE

Nous avons vu qu'en interrompant l'onde porteuse au moyen d'un manipulateur, il est possible d'envoyer des messages sous forme d'impulsions à haute fréquence, selon un code déterminé. Ce code consiste à transmettre des impulsions brèves (points) ou plus longues (traits) qui disposés selon plusieurs combinaisons, permettent de traduire les lettres comme les chiffres ou les signes de ponctuation (ou autres signes conventionnels).

Le tableau qui suit représente justement les caractères de l'alphabet, ainsi que les chiffres (allant seulement de 0 à 9, puisque toutes les combinaisons sont possibles), la ponctuation et quelques signes conventionnels.

Un détail, d'une certaine importance dans la transmission des messages télégraphiques au moyen de l'alphabet Morse, est qu'il n'existe pas de lettre majuscules ou minuscules.

1 trait = 3 points
espace entre de signaux = 1 trait
" " 2 lettres " 2 "
" " mots " 5 "

ALPHABET

a	=	· —
b	=	— · · ·
c	=	— · — ·
d	=	— · ·
e	=	·
f	=	· · — ·
g	=	— — ·
h	=	· · · ·
i	=	· ·
j	=	· — — —
k	=	— · —
l	=	· — · ·
m	=	— —
n	=	— ·
o	=	— — —
p	=	· — — ·
q	=	— — · —
r	=	· — ·
s	=	· · ·
t	=	—
u	=	· · —
v	=	· · · —
w	=	· — —
x	=	— · · —
y	=	— · — —
z	=	— — · ·
ä	=	· — · —
à	=	· — — · —
ch	=	— — — —
é è ê	=	· · — · ·
ñ	=	— — · — —
ö	=	— — — ·
ü	=	· · — —

AUTRES CARACTERES

CHIFFRES		PONCTUATION			
1	= · — — — —	point (.)	= · — · — · —	point d'interrogation (?)	= · · — — · ·
2	= · · — — —	virgule (,)	= — — · · — —	guillemet "	= · — · · — ·
3	= · · · — —	deux points (:)	= — — — · · ·	marquiquet	· — — · · —
4	= · · · · —	trait d'union (-) tiret	= — · · · · —	double trait	— · · · —
5	= · · · · ·	point et virgule (;)	= — · — · — ·	**SIGNES CONVENTIONNELS**	
6	= — · · · ·	apostrophe (')	= · — — — — ·	erreur	· · · · · · · ·
7	= — — · · ·	Barre de fraction (/)	= — · · — ·	attente	= · — · · ·
8	= — — — · ·	ouvrez la parenthèse	= — · — — ·	début de trans	— · — · —
9	= — — — — ·	fermez la parenthèse	= — · — — · —	fin de transmission ou ceux	= · — · — ·
0	= — — — — —	signe égal (=)	= — · · · —	invitation à transmettre	= · — · — ·
		signal opératif pour les fractionnaires	· — · · —	reçu	= · — ·
				compris	· · · — ·
				transmettez	= — · —
				fin d'émission	= · · · — · —
				S.O.S. (secours)	= · · · — — — · · ·

Leçon n° 130

EMISSION d'AMATEURS

Nous sommes arrivés maintenant au point où nous pouvons entreprendre l'étude d'un sujet passionnant: l'émission d'amateurs. Nous disons: sujet passionnant, parce que la satisfaction personnelle que le déploiement d'une activité de ce genre peut procurer, dépasse vraiment — et souvent de beaucoup — celle qui peut résulter d'une activité dépensée dans d'autres branches de l'électronique.

Des hommes de toutes conditions: des savants, des médecins, des écrivains, ont été, parmi tant d'autres, des radio-amateurs et ils le sont restés malgré leurs absorbantes occupations. Citons à ce propos la devise bien connue des « OM » (c'est le définition des radio-amateurs) du monde entier: **« Une fois OM, toujours OM! »**.

La construction d'un instrument de mesure, d'un récepteur ou de tout autre appareil du même genre peut être un motif de satisfaction, mais la construction d'un émetteur est une occupation qui procure un plaisir tout à fait particulier. En construisant un récepteur on parvient à établir, par ses propres moyens, un contact avec le reste du monde; il s'agit, cependant, d'un contact unilatéral l'écoute étant seule possible. Mais lorsqu'on construit aussi un émetteur, le contact devient bilatéral (**figure 1**): on ne fait pas qu'écouter, on est à même de dialoguer avec d'autres OM éparpillés dans les cinq parties du monde. L'émission d'amateur constitue un domaine de recherche et d'expériences fructueuses, particulièrement vaste.

Dans la réglementation internationale des Télécommunications résultant des accords d'Atlantic City (1947), l'activité des radio-amateurs est définie comme étant un service.

Plus précisément, le **service d'amateur** est ainsi défini: « un service d'instruction individuelle, d'intercommunications et d'études techniques, effectué par des amateurs », c'est-à-dire par des personnes dûment autorisées, qui s'intéressent à la radio-technique à titre strictement personnel et sasn aucun intérêt pécunaire. Autrement dit, le radio-amateur est un homme désintéressé qui ne voit, dans la pratique de l'émission et de la réception, que le côté technique et sportif.

On peut, dans une certaine mesure, comparer les radio-amateurs aux sportifs; en effet, de la même manière que ces derniers disputent des matches entre eux pour la seule joie de réussir un exploit, les radio-amateurs organisent des compétitions pour des communications à des distances toujours plus grandes, même dans des conditions déforables et avec des puissances d'émission très faibles.

Historique et utilité de l'émission d'amateurs

L'émission d'amateurs a commencé à se répandre presque simultanément dans les différentes parties du monde, après 1910. Avant cette date, les bases de la nouvelle technique avaient été jetées par des savants célèbres comme Hertz, Calzecchi Onesti, Marconi et De Forest, entre autres.

Quelques groupes d'amateurs travaillaient déjà en 1910 aux U.S.A., alors même que les radio-communications n'avaient pas été sérieusement prises en considération par les pouvoirs publics des différents pays. Toutefois, ces amateurs ont obtenu des résultats très brillants, en couvrant des distances importantes. Leur expérience en télécommunication était telle que, lorsque les U. S. A. furent entraînés dans le conflit, en 1917, les premières relations radiotélégraphiques officielles furent réalisées par ces groupes d'amateurs, qui s'étaient constitués en association en 1914, grâce à l'initiative de Hiram Percy Maxim qui fonda l'A.R.R.L. (American Radio Relay League). En 1917, 6 000 radio-amateurs oeuvraient déjà aux U.S.A.

En 1920-21, des radio-communications transatlantiques furent réalisées par des stations commerciales fonctionnant sur ondes longues, entre l'Amérique et l'Angleterre.

Ces relations n'étaient toutefois pas faciles, parce qu'elles étaient soumises aux conditions de propagation. De plus, on n'était pas encore parvenu à établir des relations bilatérales, ni de longue durée.

Comment fut-il possible d'en venir aux relations bilatérales? Déjà plusieurs essais étaient réalisés en employant des émetteurs de puissance élevée et des antennes de rendement considérable, mais malgré cela, on n'obtenait par les résultats souhaités. C'est ainsi que, très vite, les gammes d'ondes moyennes et d'ondes longues furent supplantées par les ondes courtes; c'est alors que l'on arriva à obtenir des résultats surprenants.

A ce propos, il faut souligner que les radio-amateurs furent de véritables pionniers; ce sont eux qui montrèrent la voie à suivre. En effet, à cette époque, les professionnels (ingénieurs) étaient convaincus que les ondes courtes n'offraient aucun intérêt, et c'est la raison

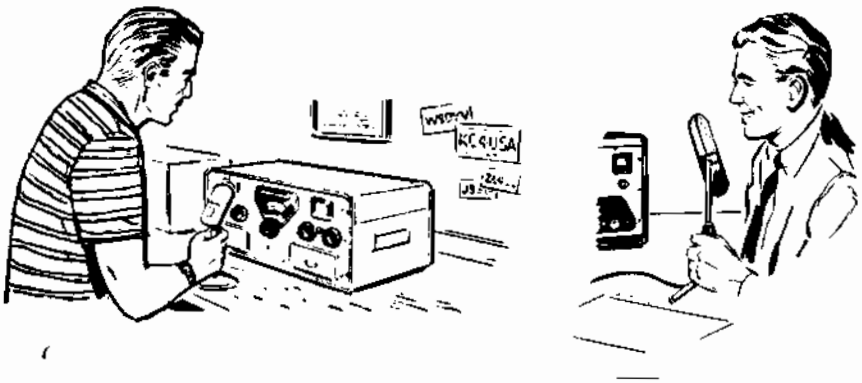


Fig. 1 · L'émission d'amateur permet, au moyen d'un appareillage simple d'entrer en contact (télégraphique ou téléphonique) avec des milliers d'autres amateurs, éparpillés dans le monde entier.

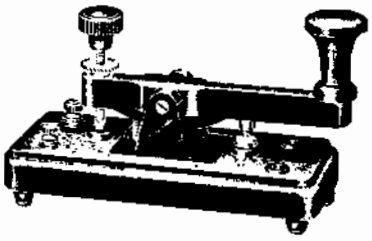


Fig. 2 · Manipulateur télégraphique. La vis de réglage (à gauche du levier) détermine la distance existant entre les contacts qui se trouvent à droite, en les adaptant aux exigences de l'opérateur.

pour laquelle les bandes de fréquences avaient été allouées aux amateurs.

C'est à eux que revient le mérite d'avoir prouvé le contraire, en réalisant des communications à très longues distances, avec des puissances infimes.

En 1923, après quelques mois de préparatifs méticuleux, les amateurs américains Schnell et Reinartz et le français Deloy, de Nice, ont réussi à effectuer des communications bilatérales pendant plusieurs heures, de jour, en utilisant des longueurs d'onde de 110 mètres.

Grâce à ces succès obtenus par les amateurs, des centaines de stations commerciales ont envahi l'année suivante, la gamme des 100 mètres. Les amateurs furent alors contraints d'explorer de nouvelles gammes de fréquences, toujours plus élevées.

En Italie aussi, les passionnés de l'émission d'amateurs furent assez nombreux. Gnesutta fut le premier amateur à communiquer en téléphonie, et réalisa le record de distance sur les 5 mètres, en établissant une liaison sur cette longueur d'onde avec l'Allemagne; il fut aussi le premier à être entendu en « phonie » en Nouvelle Zélande, en 1925.

La première relation entre l'Italie et les Etats - Unis d'Amérique fut obtenue en 1924 par Ducati et celle avec le Japon, par Fontana en 1928.

Nonobstant toutes les difficultés, de nombreux radio-amateurs se mirent en relation avec le monde entier, avec un certain succès, jusqu'à la fin de la seconde guerre mondiale. Après l'interruption causée par la guerre, les antennes jaillirent librement d'un peu partout.

Actuellement, les radio-amateurs existant dans le monde sont environ 350 000 dont 220 000 résident aux Etats Unis.

L'émission d'amateurs peut procurer nous l'avons dit, une grande satisfaction personnelle à ceux qui la pratiquent. Toutefois, il existe un autre aspect de l'émission d'amateurs qui est sans doute le plus utile et aussi, peut être, le plus intéréssant.

Il s'agit, d'une part de l'oeuvre de solidarité humaine que remplissent les radio-amateurs lorsque survient un cataclysme naturel (inondations, tremblements de terre, etc.) ou lorsque un médecin demande d'urgence un médicament rare dont dépend la vie de l'un de ses malades; d'autre part, de la collaboration qu'ils apportent à la science officielle dans la recherche, en particulier dans le domaine de l'électronique et de l'étude de la propagation des ondes.

Un radio-amateur avec sa propre station radio, parfois indépendant des sources communes d'énergie, peut se rendre extrêmement utile lorsque dans le cas d'un tremblement de terre, ou d'une autre catastrophe naturelle, une relation constante avec les zones affectées est nécessaire, pour la coordination de l'activité des équipes de secours et pour la demande de matériel ou de renforts.

Souvent en fait, le téléphone et le télégraphe sont complètement hors d'usage dans les zones en question, soit à cause du manque d'énergie électrique, soit par suite de la coupure des câbles.

Les exemples sont très nombreux et il est tout à fait inutile de les rapporter, car la presse d'information à toujours mis en évidence ce genre d'initiatives humanitaires. Nous signalons seulement que, récemment, pendant le tremblement de terre d'Agadir, les radio-amateurs furent les premiers à signaler l'événement et à diriger les opérations de secours.

Les radio - amateurs ont souvent apporté une aide considérable aux équipes de secours, même lorsque ces dernières étaient pourvues de leur propre matériel de radio; en effet, le nombre des personnes se trouvant à l'écoute sur les gammes d'amateurs est toujours important, et un appel effectué sur ces gammes est capté et signalé aux autorités compétentes en un temps très court.

Actuellement l'émission d'amateurs n'a pas seulement la valeur d'un passe-temps agréable ou d'une oeuvre de solidarité humaine, elle a une raison technique bien précise d'exister, parce qu'elle est une école à travers laquelle des milliers de personnes s'acheminent vers la recherche scientifique avec passion.

De plus, beaucoup de jeunes, en s'initiant à la pratique de l'émission d'amateur acquièrent la capa-

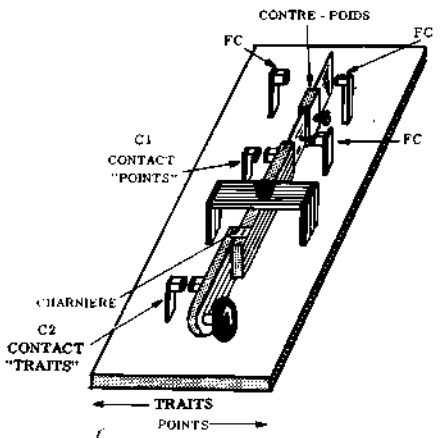


Fig. 3-A - Manipulateur semi-automatique (manipulation horizontale). Lorsqu'on déplace levier vers la droite, on obtient une émission continue de points. Les arrêts FC déterminent la fin de la course.

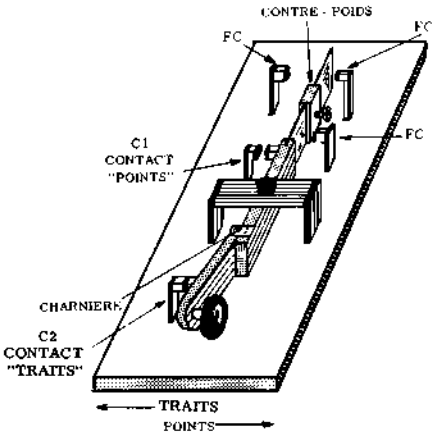


Fig. 3-B - Le levier étant déplacé vers la gauche, on obtient une émission de traits au moyen de la fermeture C2; une telle émission n'est pas automatique.

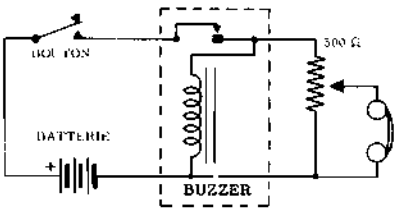


Fig. 4 - Circuit de vibreur du type le plus simple, pour l'entraînement à la lecture au son du code Morse.

cité technique qui est de plus en plus recherchée par l'industrie moderne; souvent, les noms les plus connus de l'émission d'amateur occupent des situations de premier plan dans l'industrie et l'électronique et des télécommunications.

Même le côté purement expérimental de l'activité des amateurs a une importance. En effet, leurs recherches s'ajoutent à celles des laboratoires officiels et de l'industrie.

Nous rappellerons la contribution apportée par les OM à l'occasion de l'année géophysique internationale et, plus récemment, dans l'écoute des signaux provenant des satellites artificiels. Les expériences d'amateurs ont fourni par milliers, une quantité considérable de données sur la propagation des ondes, surtout dans les gammes VHF et UHF.

Les communications basées sur la réflexion et sur la réfraction ionosphérique sont, nous le savons, fortement liées à l'activité solaire et, par suite, sont souvent affectées d'irrégularités et d'affaiblissements saisonniers. Pour cette raison, on est en train d'étudier la possibilité de communications basées sur la réflexion des ondes par la surface de la lune.

Dans ce secteur également les radio - amateurs se maintiennent en première ligne et, bien plus, aux Etats Unis, il existe déjà un groupe d'amateurs qui s'occupent principalement de ce genre de transmissions.

Dans la gamme VHF, les amateurs ont réussi aussi à effectuer des communications à longue distance sans recourir à la réflexion lunaire. Par exemple, on a pu transmettre de la Californie aux îles Hawaï (4 000 km) sur une fréquence de 144 MHz, ce qui représente une performance que n'avait pas pu obtenir la science officielle.

Parallèlement aux progrès obtenus dans les transmissions sur ondes de fréquences très élevées, qui sont aujourd'hui à l'ordre du jour, les transmissions sur ondes courtes aussi ont subi une évolution considérable, grâce à l'emploi de récepteurs de plus en plus sensibles et sélectifs et d'antennes à gain élevé.

Comme on le voit, les radio- amateurs se trouvent encore en plein dans leur rôle scientifique, étant donné que les progrés dans le domaine des télécommunications sont tout à fait imprévisibles, et les expériences de la grosse masse des amateurs ne peuvent qu'amener de nouvelles solutions et de nouvelles découvertes.

COMMENT DEVENIR UN RADIOAMATEUR

Afin de pouvoir effectuer des émissions, il faut disposer d'un autorisation émanant de la Direction des services radioélectriques du Ministère des Postes et Télécommunications. Cela est facilement compréhensible si l'on songe que les radio communications, offrant de vastes possibilités, doivent être soumises à une réglementation bien précise et sévère.

Les amateurs qui effectuent des émissions sans autorisation sont **passibles de sanctions graves, de caractère pénal.**

Dans une prochaine leçon, nous nous occuperons de façon particulière de toutes les formalités à accomplir pour obtenir cette autorisation.

Pour le moment, nous anticiperons en disant que pour l'obtention de cette autorisation, il faut passer un examen théorique et pratique portant sur l'émission et la réception radioélectriques.

Les notions techniques exposées dans ce cours sont plus que suffisantes peut être reçu à la partie théorique de l'examen.

Ce dernier comprend aussi des épreuves pratiques de transmission et de réception radiotélégraphique et, pour être reçu à cette partie, il faut s'exercer sur des circuits particuliers pourvus d'un manipulateur télégraphique.

Manipulateurs télégraphiques et circuit d'entreînement

Le type le plus simple de manipulateur télégraphique est représenté par la **figure 2**. Il s'agit d'une planchette en bois ou en matière plastique, sur laquelle est fixée une fourche qui soutient un levier métallique, se mou-

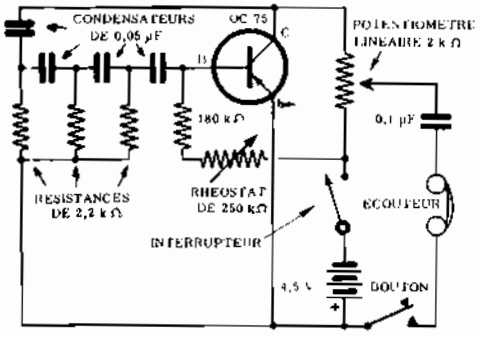


Fig. 5 - Circuit électrique d'un oscillateur utilisant un transistor. Il est possible de régler aussi bien le volume que la fréquence de la note produite.

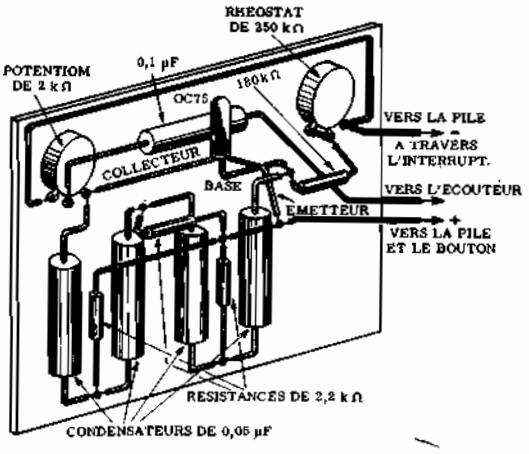


Fig. 6 - Exemple de la réalisation pratique du dispositif de la figure 5. L'ensemble entier est monté sur une plaquette.

vant autour d'un axe. Un ressort maintient le levier abaissé du côté gauche, de sorte qu'au repos, aucun contact ne se produise entre le pivot situé à droite et l'électrode qui se trouve au dessous de ce pivot. En appuyant sur le bouton de commande, le contact dont nous venons de parler se ferme; lorsque, ensuite, on relâche le bouton, le ressort ramène automatiquement le levier dans sa position initiale.

Electriquement, le manipulateur équivaut évidemment à un interrupteur. L'amplitude de déplacement du levier, mesurée par la distance entre les deux électrodes, est réglable au moyen d'une vis, comme on peut le noter sur la figure.

La tension du ressort peut aussi être réglée par une vis située en dessous, jusqu'à l'obtention des conditions de travail les mieux adaptées à l'opérateur. Le manipulateur que nous venons de décrire ne permet pas une vitesse de transmission élevée.

On peut obtenir une vitesse plus grande à l'aide de manipulateurs semi-automatiques qui présentent l'avantage essentiel de réaliser automatiquement par une seule manoeuvre, les points et les séries de points de l'alphabet Morse.

Le schéma simplifié d'un manipulateur semi-automatique est représenté par la **figure 3-A**. Dans ce cas, le levier de commande est disposé de façon à pouvoir se mouvoir dans un plan horizontal, quand on déplace le levier vers la droite, l'extrémité opposée se décroche et entre en oscillation.

La durée des oscillations dépend de la position du contrepoids déplaçable le long du levier; lorsque celui-ci se trouve au voisinage de l'extrémité, les oscillations se produisent plus lentement tandis qu'en le déplaçant vers le point d'appui, la vitesse d'oscillation augmente. Lorsqu'on cesse d'agir sur le bouton de commande se trouvant sur le levier, le bras oscillant se raccroche automatiquement et, par conséquent, les oscillations cessent.

Lorsqu'on déplace le levier de commande vers la gauche, aucun mouvement du bras oscillant ne se manifeste, comme on peut le noter sur la figure 3-**B**; cela est dû au mode particulier de fixation à charnière entre la première et la seconde moitié du levier. Dans cette position, le contact C2 est fermé et il le reste tant qu'on ne ramène pas le levier de commande dans sa position de repos.

Les deux contacts, S1 et C2, sont disposés en parallèle et, dans ces conditions, le système tout entier se comporte comme un manipulateur normal lorsqu'on déplace le levier vers la gauche; la durée de fermeture du contact relatif (C2) dépend, dans ce cas, de la durée de la pression exercée sur le levier. En déplaçant le levier vers la droite, au contraire, le contact relatif (C1) s'ouvre et se ferme alternativement de façon automatique, tant qu'on ne ramène pas le levier dans sa position de repos.

Pour les transmissions en code télégraphique Morse, on obtient les traits en déplaçant le levier vers la gauche et les points en le déplaçant vers la droite. L'avantage de ce manipulateur est double. En premier lieu, lorsqu'on doit transmettre plusieurs points de suite, (par exemple la lettre « s » qui est formée par trois points consécutifs), un seul déplacement du levier suffit. En effet, en déplaçant le levier vers la droite, on obtient automatiquement une série de points qui peut être interrompue au moment voulu en ramenant le levier au centre; il en résulte une vitesse de transmission plus élevée. De plus, nous l'avons déjà dit, la durée des points dépend exclusivement de la position du contrepoids existant sur le bras oscillant et, par conséquent, elle ne dépend plus de la rapidité de l'opérateur. On obtient donc également une plus grande précision.

Lorsqu'une vitesse considérable et une grande clarté sont nécessaires, (cela se vérifie presque toujours dans les stations-radio commerciales), on fait appel aux manipulateurs complètement automatiques, basés sur l'emploi de bandes de papier perforées d'avance par l'opérateur, en utilisant un clavier similaire à celui d'une machine à écrire.

Pour avoir la pratique indispensable de la transmission et de la réception radio-télégraphique, la construction d'un circuit d'entraînement (buzzer) est né-

Fig. 7 - Durée des divers éléments (point, trait, espace), dans l'alphabet Morse. Comme on le voit, il existe trois types d'espaces (entre les éléments entre les lettres et entre les mots).

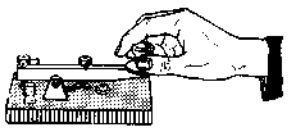


Fig. 8 - Manière dont on doit tenir le bouton d'un manipulateur à manipulation verticale. Le coude peut être appuyé sur la table de travail, mais le poignet non.

Fig. 9 - Aspect d'un « rack ».

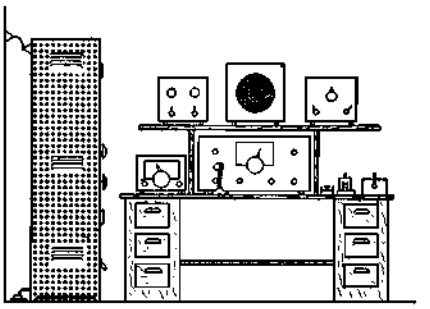


Fig. 10-A - Station complète d'amateur.

cessaire. Le type le plus simple est représenté par la **figure 4**. Il faut:

1) Un manipulateur simple. Les manipulateurs semi-automatiques ne sont pas très utiles pour les exercices parce qu'ils requièrent une rapidité que le débutant ne possède pas encore.

2) Un écouteur téléphonique. On peut se servir d'un type quelconque, pourvu que l'impédance soit d'au moins 1 000 ohms.

3) Un vibreur. Il est indiqué par un rectangle en pointillé sur le schéma. Sa fonction consiste à transformer le courant continu de la batterie en courant pulsé à fréquence acoustique que l'on peut entendre à l'aide de l'écouteur.

4) Une batterie. Normalement, on peut utiliser des tensions comprises entre 1.5 et 4,5 volts.

5) Un potentiomètre. La valeur de cet élément n'est pas critique, pourvu qu'elle soit du même ordre de grandeur que l'impédance de l'écouteur. La fonction du potentiomètre consiste à régler l'intensité sonore.

Le principe de fonctionnement de ce circuit est basé sur les propriétés du vibreur. Ce dernier se compose d'un enroulement pourvu d'un noyau ferromagnétique et d'un interrupteur commandé par une ancre en matériau ferromagnétique. Quand il est au repos, un ressort fait en sorte que l'ancre ferme l'interrupteur.

Lors de la fermeture de l'interrupteur, un courant circule dans l'enroulement, de sorte que le noyau attire l'ancre, interrompant ainsi le circuit. Le courant cesse et l'ancre est de nouveau attirée par le ressort vers la position de fermeture de l'interrupteur.

Ce cycle se répète très rapidement en donnant naissance aux bornes de l'enroulement à une tension impulsionnelle ayant une fréquence acoustique.

Nous avons représenté un autre circuit d'entraînement à manipulateur télégraphique par la **figure 5**. Il s'agit d'un circuit oscillant proprement dit, qui emploie le transistor OC75; la réaction positive nécessaire est obtenue au moyen d'un réseau RC qui pourvoit au déphasage nécessaire. Le dit réseau se compose de quatre condensateurs de 50 000 pF et de trois résistances de 2.2 kΩ. Le potentiomètre de 250 kΩ sert à régler la fréquence d'oscillation.

Le potentiomètre linéaire de 2 kΩ sert, au contraire, au réglage de volume. L'écouteur doit avoir une impédance de l'ordre de 2 000 ohms. La manipulateur est branché dans le circuit de retour de l'écouteur et son rôle est évident étant donné qu'il se comporte comme un interrupteur.

La réalisation pratique peut être effectuée sur une plaquette métallique ou en matière plastique. La position des éléments n'est pas critique; de toutes façon, nous donnons un schéma pratique de montage, **figure 6**.

Exercices pratiques

Le code international télégraphique (alphabet Morse) a déjà été donné dans la leçon 129. Les lettres, les nombres et les signes de ponctuation sont représentés au moyen de trois éléments fondamentaux: **le point**, ou signal bref; **le trait**, ou signal long; **les espaces**.

En ce qui concerne la durée de chacun de ces trois éléments, on prend comme base la durée du point: les autres sont des multiples exacts de cette dernière. Afin d'éclaircir ce concept considérons la **figure 7**. La durée du point (durée élémentaire) est représentée par un carré. La durée des traits est représentée par trois carrés.

Cela signifie que le signal correspondant au trait doit avoir une durée trois fois plus grande que celui qui correspond à un point. En ce qui concerne les espaces entre un signal et le suivant, il faut considérer trois types différents, à savoir:

a) L'intervalle entre un élément et le suivant, dans une même lettre; cet intervalle a une durée égale à celle d'un point. Dans la figure on voit cinq intervalles de ce type; celui qui existe entre le trait et le point de la lettre « n » est indiqué à titre d'exemple.

b) L'intervalle entre une lettre et la suivante. Il correspond à une durée de trois points, c'est-à-dire à celle

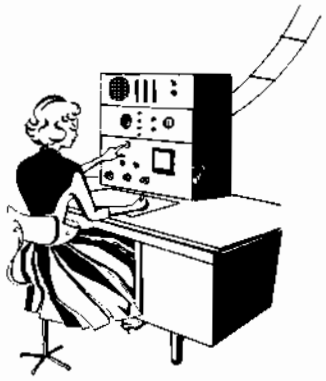


Fig. 10-B - Les appareillages se trouvent sur un petit « rack » de table.

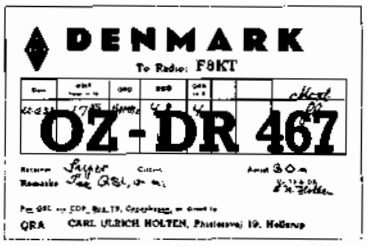


Fig. 11 - Deux cartes postales QSL, se rapportant à deux liaisons d'amateurs, adressées à un OM français (F8KT). Celle qui se trouve en haut est d'un amateur argentin et l'autre d'un OM danois: cette dernière se rapporte à un QSO effectué en 1938.

d'un trait. Dans la figure on a indiqué deux intervalles de ce type et on a considéré à titre d'exemple, celui existant entre la lettre « o » et la lettre « m ».

c) L'intervalle entre un mot et le suivant; il a une durée égale à celle de cinq points. L'unique intervalle de ce type représenté sur la figure est celui existant entre la lettre « a » et la lettre « n ».

De ce qui a été dit plus haut, nous pouvons déduire qu'il est facile d'apprendre le code par coeur, la seule difficulté résidant dans l'application pratique, surtout en ce qui concerne la durée exacte des signaux et des espaces.

L'altération des durées est très grave parce qu'à la réception, il peut se produire des erreurs dues à la confusion des signaux. Nous indiquerons le procédé qui nous semble le meilleur pour l'acquisition rapide de la technique de transmission et de réception télégraphique.

Pour réaliser les exercices que nous indiquerons, il est indispensable de disposer de l'un des circuits d'entraînement décrits précédemment. Le lecture ne doit pas se préoccuper des règles que vous venons de signaler: en effectuant les exercices, il se rendra compte qu'il est bien facile d'apprendre la durée des signaux et des intervalles en se basant sur le « son ».

Chaque lettre, chaque signe, prendront une physionomie sonore qui aidera à leur identification; nous vous donnons par conséquent, un premier conseil: pour apprendre par coeur le code, au lieu d'associer les lettres à leur image graphique formée par des traits et des points, il vaut mieux considérer les sons longs et brefs qui les traduisent.

Avant d'apprendre à transmettre au moyen du manipulateur, il est indispensable d'apprendre à composer phonétiquement toutes les lettres et ensuite les mots. Par exemple, les traits peuvent se prononcer « ta » (avec le a prolongé) et les points « ti » (avec le i bref), de façon à respecter la durée des signaux et des espaces.

Si on a un ami qui, lui-aussi, veut apprendre le code, il est conseillé de s'exercer en conversant exclusivement au moyen du code télégraphique, à l'aide du système que nous venons de signaler. Naturellement, au commencement, on éprouvera des difficultés à se comprendre; toutefois, par l'entraînement on acquérra l'agilité nécessaire et une bonne connaissance du code. Celui qui est seul, peut également effectuer des exercices du même genre, afin d'apprendre à reconnaître les lettres exclusivement par leur rythme sonore bref et long).

Lorsqu'on a assimilé le code, on peut commencer à utiliser le circuit d'entraînement. Dans cette seconde étape, toute l'attention doit tout d'abord se porter sur l'usage correct du manipulateur. C'est pourquoi nous insistons sur le fait qu'il faut être sûr de la connaissance de l'alphabet, avant de commencer à se servir du circuit d'entraînement.

Pour acquérir une vitesse de transmission considérable en un temps très court, la position correcte de manipulation a une grande importance.

En règle générale, on peut affirmer que les mouvements nécessaires pour manipuler doivent être exécutés en se servant exclusivement du poignet, et non des doigts et de l'avant-bras tout entier, comme cela paraît tout naturel à quelques-uns. Le bouton doit être tenu de la manière représentée par la **figure 8**. Le poignet n'est jamais appuyé sur le bord de la table. Afin de ne pas être obligé de soutenir, pendant la transmission, tout le poids du bras il est bon que le coude soit, lui appuyé sur le bord de la table.

La raison pour laquelle il est nécessaire que ni le poignet ni l'avant-bras ne soient appuyés sur le bord de la table réside dans les deux faits suivants: dans ces positions on obtient tout d'abord une vitesse de transmission réduite et, ensuite elles empêchent le sang de circuler librement dans les vaisseaux sanguins du bras, ce qui peut provoquer l'engourdissement de celui-ci.

La position correcte étant prise, on commence à faire des exercices pour rendre plus aisé le mouvement du

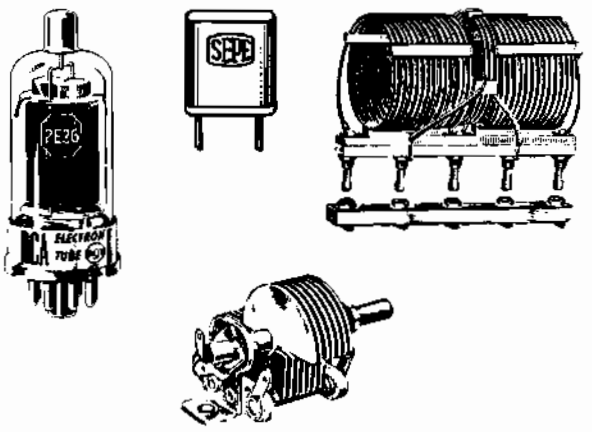


Fig. 12 - L'industrie fabrique des composants spéciaux pour les équipements d'amateurs: tubes, cristaux de quartz, bobines, condensateurs variables.

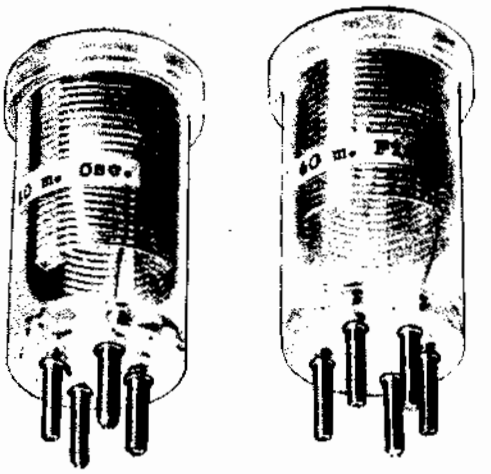


Fig. 13 - Bobines pour des appareils émetteurs, récemment réalisées, montées à l'intérieur d'une enveloppe de polystyrole dotée d'un support qui facilite leur insertion dans l'équipement émetteur.

poignet, sans se préoccuper, pour le moment, du signal qu'on est en train de transmettre. Ensuite, pendant qu'on manipule on écoute le signal émis au moyen de l'écouteur existant dans le circuit d'entraînement et on fait attention à l'exactitude des durées, en effectuant une série de traits, de points et d'espaces.

Lorsque le poignet s'est habitué à effectuer sans aucun effort ces exercices, on peut commencer à composer d'abord des lettres, puis des mots et enfin des phrases.

Naturellement, l'adresse que l'on obtient dans la transmission doit être accompagnée d'une habileté égale dans l'interprétation des signaux.

A ce propos, le même circuit d'entraînement peut être utilisé en même temps par deux personnes: l'une transmet au moyen du manipulateur et l'autre reçoit au moyen de l'écouteur.

Celui qui est tout seul peut recourir à un magnétophone pour enregistrer sur une bande ses propres émissions en code, en essayant de les comprendre ensuite. Il est très utile d'écouter les émissions radiotélépraphiques qui sont effectuées, en nombre considérable, dans la gamme des ondes courtes. Il faut disposer, évidemment, d'un récepteur d'une certaine sensibilité, et avoir déjà une certaine pratique, parce que ces émissions sont effectuées presque toujours à une vitesse considérable.

L'ACTIVITE des RADIOAMATEURS

Lorsque le radioamateur a obtenu l'autorisation d'exploiter sa station, il peut commencer ses émissions. Celles-ci ne peuvent pas cependant être réalisées arbitrairement, au contraire elles sont soumises à une série de règles dont nous parlerons dans une autre leçon.

Tout d'abord il faut disposer d'un local pour l'installation des appareils. On n'a pas besoin d'un grand espace, bien mieux, plusieurs radioamateurs travaillent dans une mansarde, avec l'avantage de se trouver plus haut et, par conséquent, plus proche de l'antenne.

Il est nécessaire de disposer d'une table de travail sur laquelle on place l'émetteur, avec le microphone ou le manipulateur télégraphique, le récepteur, et les différents instruments de mesure et de contrôle dont on dispose. Il faut remarquer que, souvent, l'amateur, lorsque l'ensemble de tous les châssis devient encombrant et d'une certaine importance, fait appel à un châssis spécial et robuste appelé « rack » (**figure 9**).

L'ensemble tout entier est ensuite disposé d'une manière rationnelle, pour qu'il soit d'un emploi facile, comme le montrent les **figures 10-A** et **10-B**.

Il faut considérer qu'aux termes de la loi, le local d'où l'on réalise les émissions peut être soumis à une inspection, à tout moment, par des fonctionnaires ministériels compétents. Il n'est pas possible d'émettre à partir de locaux situés hors du domicile déclaré; de toute façon l'emploi des émetteurs portatifs est soumis à une réglementation particulière.

Comment on réalise une liaison

Avant d'essayer d'établir une liaison bilatérale il est nécessaire que le radioamateur ait une longue expérience de la réception, tant en « phonie » qu'en « graphie ». Naturellement, la réception doit être effectuée dans les bandes allouées aux amateurs. En réalisant ces réceptions, le débutant se familiarisera avec le trafic amateur; de plus, il acquérra une connaissance parfaite de son récepteur, en apprenant à le manipuler avec rapidité et précision.

C'est alors qu'il pourra essayer d'établir la première liaison bilatérale. La première chose à faire c'est de transmettre l'**appel général**, représenté par l'abréviation CQ (tant en « phonie » qu'en « graphie »). On effectue cet appel sur une fréquence quelconque comprise dans l'une des bandes réservées au amateurs. Il faut cependant faire attention que la fréquence sur laquelle on transmet ne soit pas déjà employée au même moment par un autre radio-amateur.

Dans les bandes d'amateurs le QRM est toujours très fort: QRM signifie: brouillage, selon le **code Q**, dont nous parlerons plus loin. En effet étant donné le nom-

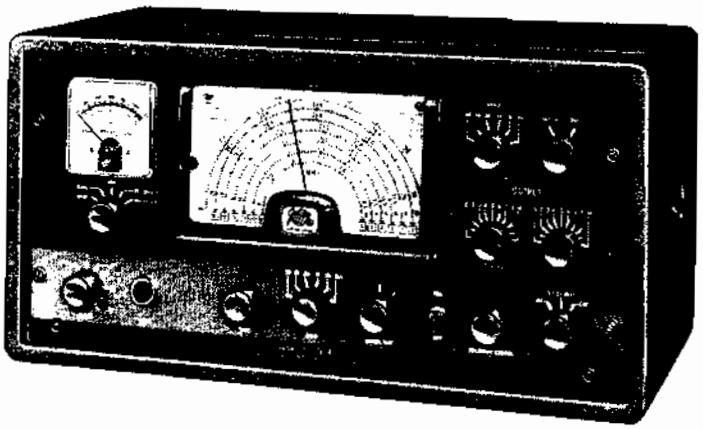


Fig. 14 - Vue frontale d'un émetteur à six gammes (avec VFO) calibré à cristal pour les liaisons de radio-amateurs.

bre considérable des amateurs et la faible largeur des bandes qui leur sont attribuées, ils ne peuvent pas avoir chacun leur propre canal d'émission et, par conséquent, ils sont obligés d'émettre sur la première fréquence libre qu'ils parviennent à trouver dans la bande. C'est pourquoi les émetteurs des radio-amateurs sont souvent pourvus d'un type de circuit particulier (oscillateur à fréquence variable, V.F.O.) qui leur permet de s'accorder sur les diverses fréquences d'une bande.

Pour éviter le brouillage ou, tout du moins pour le réduire le plus possible il faut s'assurer, avant de lancer le CQ, qu'aucun autre amateur n'émet au même instant sur la fréquence que l'on veut adopter.

Etant donné que les bandes d'amateurs, nous l'avons dit, sont étroites, elles sont toujours surchargées et il n'est pas facile de trouver chaque fois un «espace libre» afin d'effectuer sa propre transmission. Dans ce cas, il est nécessaire d'attendre, en explorant la gamme au moyen du récepteur, jusqu'à ce que l'on trouve une fréquence libre.

Une des qualités principales d'un bon radioamateur est l'autodiscipline, qui impose une attente, même longue, avant de transmettre, lorsqu'on n'arrive pas à trouver une fréquence libre.

Exemple de transmission en « radiotélégraphie »

On commence la transmission en répétant au moins trois fois le signal CQ et, ensuite son propre indicatif d'appel, précédé du mot DE. L'indicatif est répété également trois fois de suite.

L'indicatif d'appel est un signal particulier qui est attribué à l'amateur en question lorsque ce dernier a obtenu l'autorisation d'émettre. Il est formé de deux groupes de lettres et de nombres, le premier indique la nationalité (préfixe de nationalité) et le second l'opérateur. Nous avons déjà publié les préfixes de nationalité relatifs au stations commerciales: nous publierons aussi ceux qui se rapportent aux amateurs.

Une fois l'appel terminé, on transmet le signal de séparation BT et, ensuite, on répète l'appel tout entier. L'appel que nous venons de décrire est effectué plusieurs fois de suite, afin d'augmenter la possibilité d'être capté par un amateur quelconque se trouvant à l'écoute sur la même fréquence.

Cependant, il ne faut pas insister trop longtemps, l'appel tout entier est répété, de façon à ne pas dépasser, au total, deux ou trois minutes. A la fin, pour indiquer que l'appel est terminée et qu'on passe à la réception, on transmet le sigle K (— . —).

Ensuite on passe à l'écoute, en accordant le récepteur sur la fréquence utilisée à l'émission mais on doit aussi explorer très lentement la bande de fréquences voisines, d'environ 10 kHz de part et d'autre de sa propre fréquence de transmission et, si nécessaire, toute la gamme. Si on a de la chance, on recevra une réponse à notre appel.

Au début, il n'est pas facile d'obtenir des réponses, surtout à cause de sa propre inexpérience, mais avec la pratique et principalement en écoutant les conversations et les appels des autres, on devient plus expérimenté et on obtient ses premières succès.

Pour répondre à un appel général, on procède de la manière suivante: on transmet trois fois de suite l'indicatif d'appel de la station à laquelle on répond, puis, après avoir ajouté le mot DE, on lance trois fois de suite son propre indicatif.

Dans le cas où l'amateur auquel on a répondu n'a pas pu comprendre l'indicatif, celui-ci transmettra, selon le code Q, la question : QRZ?, suivie du mot DE et de son propre indicatif d'appel. QRZ signifie « qui m'appelle ? ». Il faut alors répéter la réponse précédente, en transmettant plus lentement et en répétant son propre indicatif plusieurs fois de suite.

Lorsque la liaison est finalement établie, on entame la conversation en code. Les sujets principaux de la conversation sont, d'habitude, des nouvelles techniques se rapportant à la qualité de la transmission et de la réception.

Quelquefois on échange des nouvelles du temps qu'il fait, étant donné que ces dernières sont très importantes pour la propagation des ondes. Pendant la liai-

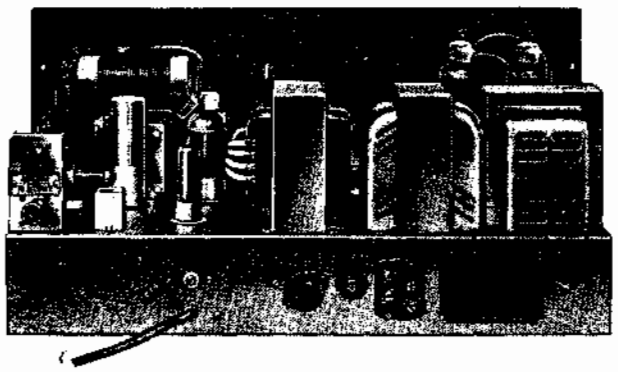


Fig. 15 - Vue arrière de l'émetteur fig. 14.

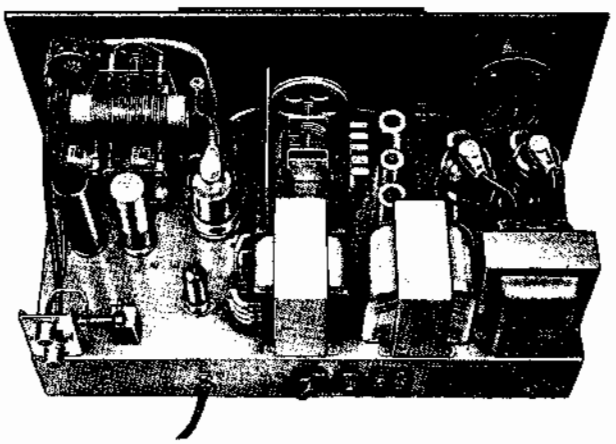


Fig. 16 - Vue de dessus de l'émetteur pour radio-amateurs. Les divers composants sont bien visibles.

son, il est d'usage de transmettre réciproquement la valeur de l'intensité des signaux (QSA 1 à 5).

Lorsque la liaison est réalisée à grande distance, elle prend le nom de DX. L'association mondiale des radio-amateurs délivre des diplômes particuliers à ceux qui arrivent à établir des liaisons particulièrement difficiles, soit à cause de la distance ou pour les conditions de propagation défavorables.

On confirme la liaison réalisée en s'adressant mutuellement une carte postale spéciale, plus ou moins élaborée, que chaque OM possède. Dans cette carte postale qui est appelée QSL (en code Q signifie « j'accuse réception du radio-télégramme ») sont indiqués les références de la station ainsi que les détails concernant la liaison en question, comme le montre la **figure 11**.

Chaque amateur conserve les cartes reçues qui prouvent la véracité de la liaison obtenue et donnent une évaluation précise de la puissance de la station et de l'habilité déployée en contactant les points du globe les plus divers. N'importe quelle liaison doit être inscrite dans le « carnet d'écoute » spécial.

Dans le but de mesurer leur propre habileté, les radioamateurs du monde entier ont créé des diplômes et des concours ayant une valeur international. On a créé plusieurs formes de pointage qui prennent en considération non seulement la puissance de l'émetteur et le temps employé pour effectuer une liaison donnée, mais aussi l'habileté technique déployée par l'amateur pour obtenir un tel résultat.

Parmi ces diplômes, nous signalons le « DX CC » (DX Century Club) qui est délivré à tous les amateurs qui peuvent prouver, au moyen des QSL, leurs liaisons avec des stations d'au moins 100 lieux différents; ce diplôme est l'un des plus difficiles à obtenir.

Un autre diplôme qui présente une certaine valeur est le « WAZ » (Worked All Zones) délivré au radioamateur qui prouve, à l'aide des QSL, ses contacts avec les 40 zones de transmission d'amateurs que comporte notre planète. Il existe aussi plusieurs autres diplômes, de valeur moins importante, qui sont délivrés par les associations locales; par exemple la ARI accorde un diplôme à ceux qui peuvent prouver qu'ils ont établi des liaisons bilatérales avec tous les pays méditerranéens.

Les diplômes ne sont pas, en général, limités pour un temps déterminé, cependant certains n'ont que quelques mois de validité.

Il existe aussi les concours, qui sont de durée limitée et sont réalisés sur des bases internationales pour une période allant de 24 à 48 heures consécutives. Ils sont régis par des formules particulières pour la détermination du pointage. Les formules tiennent compte par exemple, des différentes conditions géographiques, la fréquence et la puissance des concurrents de façon à ce qu'ils soient tous en condition d'aspirer à la victoire en se basant seulement sur leur habileté technique.

La participation à ces concours et aux liaisons en général, présuppose, non seulement l'habileté, mais aussi l'honnêteté de tous les concurrents.

Chaque radioamateur ne doit pas se considérer comme le maître absolu de la gamme de fréquences utilisée, il doit la partager avec ses amis du quartier, de la ville et du monde entier. Avec ses émissions il ne doit pas « étouffer » les voisins, ni occuper un espace excessif dans la gamme. Par exemple, lorsqu'on transmet en « phonie », il ne faut jamais utiliser des signaux modulants de fréquence supérieure à 3,5 kHz, parce qu'autrement on occuperait avec les bandes latérales de modulation une zone excessive de la gamme.

On doit faire attention à ne pas produire de perturbations ni d'interférences, en prenant soin d'éliminer les éventuelles harmoniques qui pourraient interférer avec les transmissions de télévision et de radio.

Quelques firmes industrielles produisent des composants et des appareils conçus spécialement pour être utlisés dans les équipements d'amateurs: les **figures 12** et **13** représentent quelques composants et les **figures 14, 15** et **16** des appareils d'émissions.

Leçon n° 131

CONSTRUCTION de RECEPTEURS pour ONDES COURTES

Une des qualités les plus importantes que doivent possèder ces récepteurs est évidemment la sensibilité, c'est-à-dire l'aptitude de ceux-ci à recevoir des signaux très faibles. Pour établir des liaisons à longue distance, il ne suffit pas de disposer d'un émetteur très puissant, il faut également obtenir une bonne réception du correspondant; or, il se peut que ce dernier ne dispose que d'un émetteur de faible puissance. On comprend, par conséquent, l'importance du récepteur dont la sensibilité doit lui permettre de capter dans de bonnes conditions des signaux de très faible amplitude.

La sélectivité est aussi d'une importance capitale. Comme nous le savons, les émissions d'amateurs doivent se faire dans des bandes de fréquence très réduites; par conséquent, étant donné le nombre considérable d'amateurs, ces bandes sont toujours « surchargées », avec, pour conséquence, des émissions effectuées sur des fréquences très voisines. Il est donc essentiel qu'un bon récepteur soit suffisamment sélectif, afin d'éviter la réception simultanée des émissions voisines en fréquence; en particulier, lorsque l'émission désirée provient d'un endroit très lointain, et qu'une autre émission, de plus grande puissance, ou émanant d'un lieu plus proche est réalisée sur une fréquence très peu différente. Dans ces cas, si le récepteur n'est pas très sélectif, le signal le plus puissant « étouffe » littéralement le plus faible.

Les deux qualités que nous venons de citer sont indispensables dans un bon récepteur. Toutefois, il en existe d'autres qui, bien qu'étant de moindre importance, sont également très utiles pour effectuer de bonnes liaisons. Parmi celles-ci, citons, en premier lieu, la stabilité et le faible bruit de fond.

CIRCUITS PARTICULIERS

Pour obtenir les qualités que nous venons de citer, les récepteurs d'amateurs emploient plusieurs circuits de type particulier, dont nous allons nous occuper. Quelques-uns de ces circuits existent seulement dans les récepteurs les plus coûteux tandis que d'autres sont communs à tous les récepteurs parce qu'ils sont indispensables.

Changements de fréquence multiples

Les récepteurs pour radio-amateurs sont presque toujours du type superhétérodyne, c'est-à-dire à changement de fréquence. Les récepteurs à réaction, très utilisés dans le passé, sont maintenant construits presque exclusivement par les débutants. Dans la seconde partie de la leçon nous décrirons un récepteur simple à réaction et un récepteur superhétérodyne plus compliqué.

Comme nous avons vu dans la leçon consacrée aux récepteurs superhétérodynes, ceux-ci présentent, à côté d'avantages incontestables, l'inconvénient de la fréquence image. Ce défaut est éliminé, dans les récepteurs de qualité destinés aux radio-amateurs, au moyen de plusieurs conversions de fréquence successives. Pour comprendre comment il est possible d'éliminer cet inconvénient, considérons à nouveau le processus suivant lequel il se manifeste.

On obtient le changement de fréquence en mélangeant entre eux le signal provenant du circuit d'antenne et celui engendré par l'oscillateur local, dont la fréquence diffère de celle du précédent d'une valeur constante (Moyenne Fréquence). Supposons par exemple, que la MF soit de 500 kHz et le signal à recevoir de 700 kHz. L'oscillateur local est, dans ce cas, accordé sur une fréquence de 1 200 kHz. Dans ces conditions, un signal de 1 700 kHz capté par l'antenne, est lui aussi, transformé en un signal de 500 kHz (1 700—1 200 = 500 kHz). Comme on le voit, les deux signaux que l'on reçoit diffèrent entre eux du double de la valeur de la MF, c'est-à-dire de 1 000 kHz.

Les récepteurs de radiodiffusion sont normalement utilisés dans la gamme des ondes moyennes et, par suite, le phénomène de fréquence image n'est pas grave, parce que la largeur réduite de cette gamme et la fréquence de réception relativement basse, font en sorte que la sélectivité du circuit accordé d'entrée est suffisante pour éviter la fréquence - image. En effet, un seul circuit accordé est suffisant pour séparer, par exemple, un signal de 700 kHz d'un signal de 1 700 kHz.

Les récepteurs pour radio-amateurs travaillent, par contre, sur des fréquences supérieures (la gamme des ondes courtes) et, dans ces récepteurs, la fréquence image devient gênante. Un circuit accordé unique ne suffit pas, par exemple, pour séparer un signal de 14 MHz d'un signal de 15 MHz. De plus, les signaux d'entrée sont souvent très faibles et, par conséquent, la présence d'un signal fort différent de celui qu'on veut recevoir du double de la valeur de la MF (1 MHz) est suffisante pour qu'une forte interférence accompa-

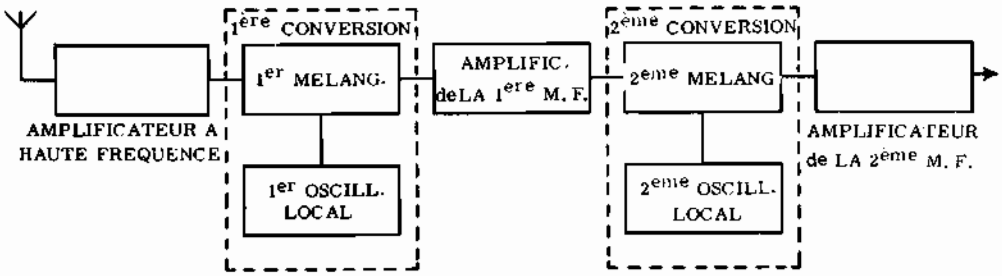


Fig. 1 - Schémas-bloc des premiers étages d'un récepteur à double conversion de fréquence. En substance, il s'agit de convertir deux fois de suite le signal pour obtenir deux valeurs différentes de moyenne fréquence. De cette façon, on évite la fréquence-image (M.F. élevée) et l'interférence entre les stations (M.F. basse).

gnée, souvent, d'une inintelligibilité complète se manifeste.

Au moyen de conversions de fréquence multiples, on obtient, même dans la gamme des ondes courtes, une sélectivité suffisante pour éliminer la fréquence image. Nous avons parlé de conversions multiples, parce que quelques récepteurs de type très compliqué, sont pourvus de trois ou même de quatre conversions de fréquence. Le plus souvent, il s'agit simplement d'un double changement de fréquence.

Voyons en quoi consiste, précisément, la double conversion de fréquence. Un circuit d'accord et, parfois, un étage préamplificateur à haute fréquence, sont suivis d'un premier étage convertisseur qui transforme la fréquence du signal d'entrée en une première fréquence intermédiaire (de la valeur d'environ 4 MHz). En employant une Moyenne Fréquence de valeur si élevée, le phénomène de fréquence image, quoique théoriquement encore possible, ne se produit pas en pratique. En effet, dans ce cas, les deux signaux qui arrivent à passer en même temps à travers les circuits

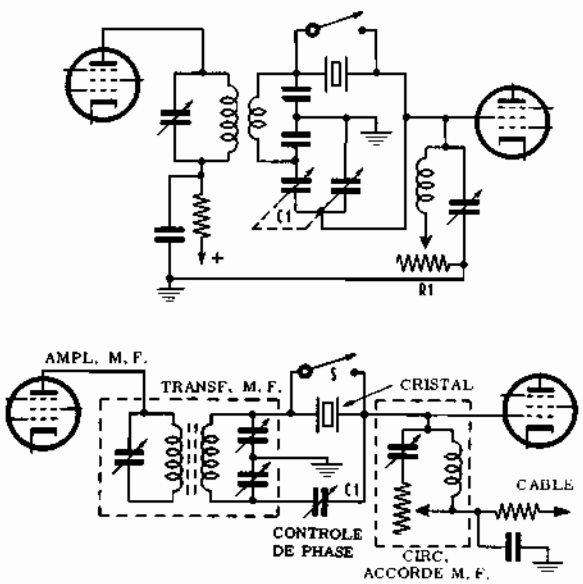


Fig. 2 - Deux circuits de filtre à quartz. Les deux peuvent être insérés entre deux étages successifs dans la section d'amplification moyenne fréquence. Au moyen de tels dispositifs, on obtient une sélectivité et une stabilité plus grandes que celles que l'on obtiendrait en augmentant le nombre des circuits accordés. En pratique, la fréquence de fonctionnement est déterminée par les cristaux.

MF diffèrent entre eux de 2 × 4 MHz, c'est-à-dire de 8 MHz. Cette différence est telle que, même avec un seul circuit accordé d'entrée, on a une sélectivité suffisante pour éliminer la fréquence image.

Ensuite, le signal de 4 MHz est transformé en une fréquence plus basse (2e MF), égale à peu près à la valeur adoptée pour la fréquence intermédiaire des récepteurs de radiodiffusion (elle est donc comprise entre 450 et 500 kHz). Cette seconde conversion ne donne pas naissance à la fréquence image, parce qu'elle est précédée par de nombreux circuits accordés, qui sont capables de réaliser une sélection suffisante. Au second étage de conversion de fréquence, font suite un ou plusieurs étages amplificateurs MF classiques. La **figure 1** représente le schéma-bloc des premiers étages d'un récepteur à double conversion de fréquence.

D'après les considérations précédentes, on serait enclin à penser que, pour obtenir les mêmes résultats, il soit suffisant d'effectuer une seule conversion de fréquence, en utilisant, cependant, la valeur élevée de MF (par exemple, 4 MHz). En fait, le phénomène de fréquence image serait, de cette façon, éliminé; mais on n'obtiendrait pas encore une sélectivité suffisante par rapport aux fréquences adjacentes. En effet, plus la fréquence d'accord d'un circuit est élevée, plus sa bande passante est large. Par conséquent, on utilise le système à double conversion de fréquence, qui, grâce à la première valeur de la MF, élimine la fréquence image et, grâce à la seconde, procure une sélectivité suffisante par rapport aux émissions adjacentes.

Emploi des cristaux piézoélectriques

Dans les réceptuers d'amateurs, les cristaux de quartz sont fréquemment utilisés, soit comme stabilisateurs de fréquence d'éventuels circuits oscillateurs locaux, soit pour la réalisation de filtres déterminés qui assurent une sélectivité particulièrement élevée.

Dans l'étage oscillateur relatif à la première conversion de fréquence, l'emploi d'un cristal n'est pas possible, parce qu'il s'agit d'un circuit à fréquence variable. Pour rendre la fréquence d'oscillation plus stable, on fait appel à une alimentation stabilisée pour la tension anodique et, parfois, pour celle de chauffage du filament.

L'oscillateur de la seconde conversion, au contraire, fonctionne sur une fréquence fixe et, par conséquent, il peut être muni d'un quartz.

Les filtres à quartz, quoique relativement plus coûteux, sont utilisés fréquemment dans les récepteurs d'amateurs et professionnels, parce qu'ils constituent la méthode la plus efficace pour obtenir une sélectivité élevée. La **figure 2**, représente deux schémas de fil-

tres utilisant un seul cristal, qui peuvent être montés entre les étages amplificateurs MF. La courbe de réponse des filtres de ce type est indiquée par la **figure 3**. Comme on peut le noter, à gauche de la crête positive correspondant à la sélectivité maximum, il existe une crête négative (crête de réjection); la position de cette crête peut être modifiée en agissant sur le condensateur variable C1 (contrôle de phase).

En utilisant deux cristaux, il est possible d'obtenir des filtres capables de fournir de meilleurs résultats. Comme nous le savons, la courbe de réponse idéale d'un étage MF doit être rectangulaire. Au moyen du circuit de la **figure 4** qui emploie deux filtres accordés sur des fréquences légèrement différentes, on obtient une courbe de réponse qui s'approche de celle la courbe rectangulaire idéale, ainsi que le montre la **figure 5**.

Il faut remarquer que la sélectivité requise par un récepteur dépend du type de modulation de l'onde porteuse que l'on désire recevoir. En effet, quand il s'agit d'une émission en « phonie », une courbe de réponse rectangulaire avec une bande passante d'environ 4 kHz est idéale; pour la réception d'émissions en « graphie », une bande passante de 100 Hz est suffisante, étant donné qu'une telle émission est réalisée au moyen de la seule porteuse (sans les bandes latérales).

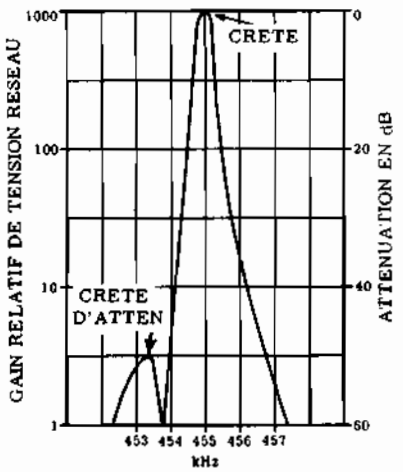


Fig. 3 - Courbe de réponse d'un étage de moyenne fréquence à filtre à quartz. La crête la plus élevée (sélectivité maximum), est précédée par une crête beaucoup plus basse, dite de réjection ou d'atténuation, dont la position peut être modifiée en agissant sur le contrôle de phase.

Un autre type de transmission utilisé dans les bandes d'amateurs est celui à bande latérale unique (appelée BLU). Dans ces transmissions, on supprime la porteuse et l'une des deux bandes latérales et l'on obtient ainsi un rendement élevé; de plus, l'émission occupe une bande de fréquence moins large. Les transmissions à BLU requièrent, c'est évident, une meilleure sélectivité de la part du récepteur, étant donné qu'une des bandes latérales est supprimée. La courbe de réponse idéale est, dans le cas de la modulation à BLU, un rectangle ayant une largeur d'environ 2 kHz et, donc, correspond à la courbe représenté par la figure 5.

Les récepteurs les plus complets, doivent être adap-

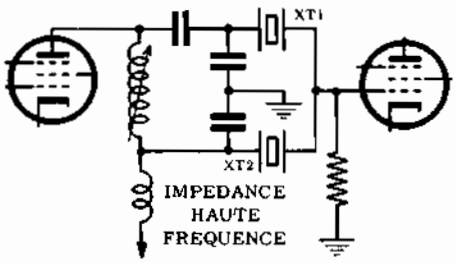


Fig. 4 - Couplage entre deux étages amplificateurs moyenne fréquence, avec double filtre à quartz.

tés à la réception des trois types de transmission que nous venons de citer. Par conséquent, si on veut obtenir de bons résultats, il faut disposer d'un commutateur pour modifier la courbe de réponse des étages MF en faisant en sorte que la bande passante ait une largeur adaptée au type de transmission que l'on veut recevoir.

Si, par exemple, il s'agit de filtres à deux cristaux, on peut augmenter ou diminuer, selon les nécessités, la différence entre les fréquences de résonance des deux cristaux.

Bande étalée

La bande d'un circuit accordé dépend de l'inductance de la bobine et du rapport de capacités du condensateur variable. Les bandes d'amateurs sont très étroites, il est donc souhaitable de les étaler de sorte que, pour chaque bobine utilisée, à une rotation complète du condensateur variable puisse correspondre l'exploration d'une petite gamme de fréquences, équi-

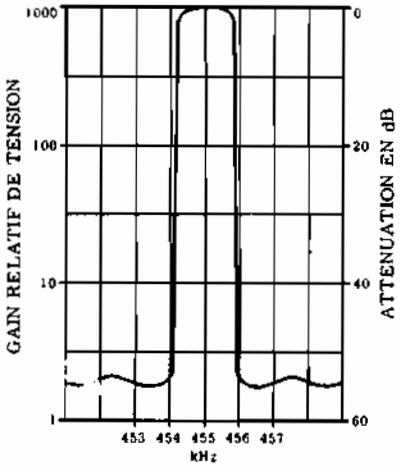


Fig. 5 - Courbe de réponse d'un étage moyenne fréquence avec filtre à deux cristaux. L'aplatissement supérieur de la crête représente une bonne approximation de la courbe idéale.

valant à une seule bande d'amateurs. De cette façon, le récepteur est accordable seulement sur les émetteurs d'amateurs qui sont ainsi plus facilement captés et sélectionnés.

Cette technique s'appelle « étalement de bande », parce qu'une bande de fréquences qui, dans un récepteur normal, occupe seulement une zone réduite du cadran gradué, l'occupe maintenant entièrement. A cause des diverses largeurs des bandes d'amateurs, les méthodes

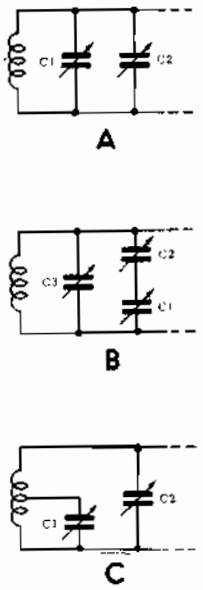


Fig. 6 - En A, étalement de gamme au moyen de deux condensateurs variables en parallèle, de capacité différente. En B, circuit analogue (plus efficace), avec diminution de la capacité maximum obtenue au moyen d'un autre condensateur en série avec elle. En C, étalement obtenu au moyen de la connexion de l'un des condensateurs variables à une prise intermédiaire de la bobine.

destinées à l'obtention du rapport de capacités nécessaire diffèrent d'une bande à autre.

Considérons la **figure 6 - A**. Elle donne une représentation de la méthode la plus simple à l'aide de laquelle on peut obtenir l'étalement de gamme. Le trimmer C1, de capacité maximum de l'ordre de 20 pF, est branché en parallèle avec le condensateur principal C2 qui détermine l'étendue de la gamme. Puisque les capacités de deux condensateurs montés en parallèle s'additionnent, il en résulte une diminution du rapport entre la capacité maximum et la capacité minimum. Prenons un exemple pour avoir une vue plus claire sur la question. Supposons que la capacité maximum C_M de C2 soit de 100 pF et la capacité minimum C_m de 10 pF. Si ce condensateur, est seul, présent, on a un rapport de capacité:

$$\frac{C_M}{C_m} = \frac{100}{10} = 10;$$

en ajoutant C1, de 20 pF, la capacité maximum monte à 120 pF et la capacité minimum à 30 pF. Le nouveau rapport de capacité est donc:

$$\frac{C_M}{C_m} = \frac{120}{30} = 4$$

Cette diminution du rapport de capacité provoque un rétrécissement de la bande de fréquence accordable et, par conséquent, un étalement de gamme.

Un système qui permet un étalement de gamme plus grand est celui représenté par la figure **6-B**.

Le condensateur qui étale la bande (C1) se trouve, cette fois, en série avec le condensateur principal (C2) et on a toujours un trimmer (C3) monté en parallèle avec eux. Dans ce cas, en plus de l'augmentation de la capacité minimum, dont nous venons de donner un exemple, on obtient une diminution de la capacité maximum et, par conséquent, le rapport de capacité qui en résulte est encore diminué. L'efficacité de ce circuit est alors importante, si l'on considère qu'une bande de fréquence encore plus étroite subit un étalement tel qu'elle occupe le cadran gradué toute entier.

Le circuit de la figure **6-C** est similaire à celui du cas A, si l'on excepte la connexion du condensateur C1 à une prise sur la bobine. L'efficacité de cette méthode est réglable à volonté en faisant varier la position de la prise. Plus cette dernière se trouve en bas, plus grand est l'étalement obtenu par C1.

Réception des ondes entretenues pures

Nous l'avons déjà vu, les transmissions en code télégraphique peuvent s'effectuer au moyen des ondes entretenues pures, c'est-à-dire sans aucune modulation. Par conséquent, en détectant ce type de signaux, on n'obtient aucun son qu'on puisse entendre dans le haut-parleur ou dans l'écouteur. Pour qu'on puisse entendre les émissions à ondes entretenues pures, il est indispensable que le récepteur soit pourvu d'un étage oscillateur local spécial (« B.F.O. »: oscillateur de battement). Le principe de fonctionnement est le suivant.

Si l'oscillateur de battement est accordé sur une fréquence qui diffère peu de la MF du récepteur et si l'on mélange les deux signaux, on obtiendra, par suite du battement résultant, un son de basse fréquence égale à la différence existant entre les deux fréquences mentionnées plus haut. Il est évident qu'en réglant convenablement la fréquence de l'oscillateur local, il est possible de faire en sorte que la fréquence de battement puisse être entendue (différence de quelques centaines ou d'un millier de hertz).

Dans ces conditions, lorsque l'émetteur transmet des signaux (c'est-à-dire lorsque le manipulateur est abaissé), on obtient à la sortie de l'étage Basse Fréquence du récepteur, un signal de battement que l'on peut entendre dans le haut-parleur ou dans l'écouteur. Lorsque, au contraire, le manipulateur est élevé, on ne peut recevoir aucun signal à haute fréquence, de même le signal de battement ne se produit plus dans le récepteur.

RECEPTEUR SIMPLE pour RADIO - AMATEURS

Le récepteur que nous allons décrire, dont le schéma est représenté par la **figure 7**, bien qu'étant un appareil médiocre, offre, comme nous l'avons dit précédemment, les avantages d'une grande simplicité, d'une réalisation facile et d'une sensibilité satisfaisante, même vis à vis d'émetteurs faibles et relativement éloignés, pourvu que l'antenne soit bonne.

Comme on peut le voir en examinant le circuit, il s'agit d'un récepteur à trois étages, pourvu d'un détecteur à réaction, fonctionnant avec deux tubes seulement (une double triode 12AU7 ou ECC82 et une tétrode à faisceaux dirigés 6AQ5 ou EL90). L'alimentation est réalisée au moyen du redressement de la tension du réseau, prélevée à l'aide d'un transforma-

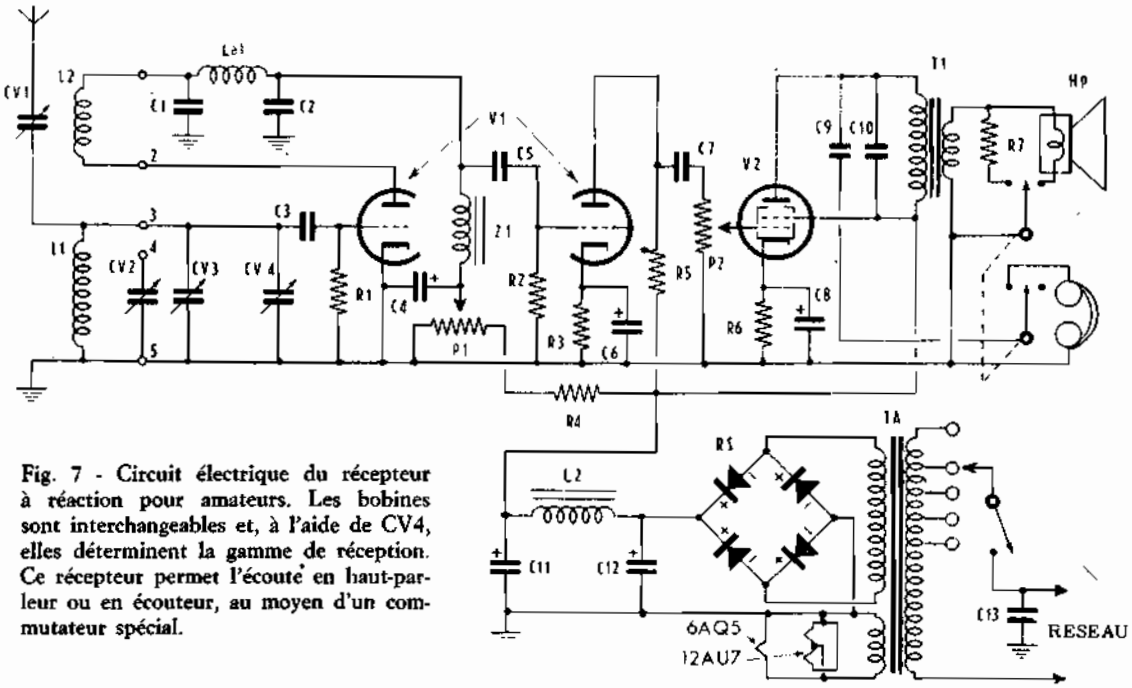


Fig. 7 - Circuit électrique du récepteur à réaction pour amateurs. Les bobines sont interchangeables et, à l'aide de CV4, elles déterminent la gamme de réception. Ce récepteur permet l'écoute en haut-parleur ou en écouteur, au moyen d'un commutateur spécial.

VALEUR des ELEMENTS

C1, C2 = 470 pF, mica
C3 = 100 pF, mica
C4 = 10 µF, 350 volts
C5, C13 = 0,01 µF, papier
C6 = 10 µF, 25 volts
C7 = 0,02 µF, papier
C8 = 25 µF, 25 volts
C9 = 0,05 µF, papier
C10 = 0,002 µF, papier
C11, C12 = 16 µF, 350 volts
CV1 = Voir le texte
CV2, CV3 = Trim. à air (GBC. 0/72) - 50 pF
CV4 = Trim. à air (GBC. 0/74) - 100 pF
R1 = 1,5 MΩ, 0,5 watt
R2 = 0,15 MΩ, 0,5 watt
R3 = 1 500 Ω, 1 watt
R4 = 33 kΩ, 1 watt
R5 = 50 kΩ, 0,5 watt
R6 = 250 Ω ,1 watt
R7 = 3 Ω, 5 watts
P1 = 50 kΩ, bobiné
P2 = 0,5 MΩ log avec interrupteur
RS = Redresseur au sélénium, 250 V - 75 mA
V1 = 12AU7 (ou bien ECC82)
V2 = 6AQ5 (ou bien EL90)
Laf = 3 mH
L1 = 40 H, 10 mA
L2 = 6 H, 70 mA
TA = Transf. Aliment.
TI = Transformateur sortie
HP = Haut-parleur

teur (TA) qui fournit aux deux secondaires une haute tension de 250 V (60 mA), et une basse tension de 6,3 V (1 A).

La première section de la double triode fonctionne en détecteur à réaction: les bobines L1 et L2, enroulées sur un mandrin unique, sont interchangeables; elles sont réalisées exactement comme dans le cas de l'appareil décrit page 525, avec la seule différence qu'au lieu d'être fixées au châssis de l'appareil, elles sont insérées séparément sur un support de tubes, comme on le voit sur la **figure 8**. Les données de construction sont reportées dans un tableau.

La bobine L1 constitue, avec les condensateurs variables en parallèle, le circuit d'accord. L'antenne est couplée directement avec le côté grille de cette bobine, à travers un condensateur variable de capacité égale à environ 5 pF (CV1), qui peut être réalisé de la façon que nous verrons sous peu. Un tel condensateur a pour tâche de régler le couplage de l'antenne, afin de permettre l'adaptation parfaite de cette dernière sur tous les points de la gamme déterminée par la bobine et par le condensateur d'accord.

Le condensateur variable de 100 pF (CV4) détermine la gamme à explorer tandis que les deux autres condensateurs variables (CV2 et CV3), montés en tandem, c'est-à-dire commandés par un axe unique, permettent l'accord micrométrique sur la gamme choisie d'avance. Il s'agit d'un petit condensateur variable constitué de deux sections ayant chacune une capacité maximum de 50 pF. Une des deux sections, précisément celle qui correspond à CV2, est branchée en parallèle avec l'autre, seulement pendant l'exploration de la gamme des 80 mètres, grâce à la présence d'un contact spécial qui existe dans le mandrin de la bobine correspondante.

Le taux de réaction est contrôlé en faisant varier la tension de plaque du détecteur (la première section de la double triode), au moyen d'un potentiomètre bobiné de 50 kΩ (P1), relié en série avec la plaque elle-même.

Le couplage avec l'étage suivant est du type à inductance capacité. L'inductance basse fréquence, L_1, possède une valeur de 40 henrys et peut supporter un courant maximum d'environ 10 mA. Celle-ci est utilisée comme charge anodique, au lieu de la résistance habituelle, parce qu'elle permet la naissance d'une tension alternative élevée sans provoquer une chute de tension continue anodique excessive.

La seconde section de la double triode remplit la

fonction d'un étage amplificateur de tension basse fréquence. Le signal présent à la sortie est transmis à l'entrée de l'étage final de puissance, constitué par la tétrode à faisceaux dirigés 6AQ5. Le couplage est obtenu au moyen d'un condensateur et d'un potentiomètre de 0,5 MΩ à variation logarithmique de résistance, destiné au contrôle de volume. La puissance de sortie de l'appareil est de l'ordre de 2 watts; par conséquent, il faut un haut-parleur capable de supporter une telle puissance sans surcharge.

Si l'on veut, il est possible d'utiliser un écouteur, celui-ci est branché entre la plaque du tube final et la masse, à travers un condensateur de 50 000 pF. L'impédance de l'écouteur doit être au moins de 2 000 ohms. Etant donné que, pendant l'usage de l'écouteur, on débranche le haut-parleur, un commutateur spécial permet d'insérer à sa place une résistance de valeur adéquate. Sans cette résistance, on aurait non seulement des distorsions, mais aussi la possibilité de pannes graves dans l'étage final à cause de l'impédance de charge incorrecte du tube.

Comme on le voit, l'alimentation est tout à fait classique: un redresseur en pont, suivi d'un filtre LC, fournit la tension anodique tandis que les filaments sont directement alimentés par le secondaire spécial à 6,3 V du transformateur.

Il faut faire attention pendant la réalisation des connexions aux filaments du tube 12AU7: il s'agit d'un tube muni d'un filament double à point milieu, permettant un chauffage du tube, soit sous 6,3 V soit sous 12,6 V.

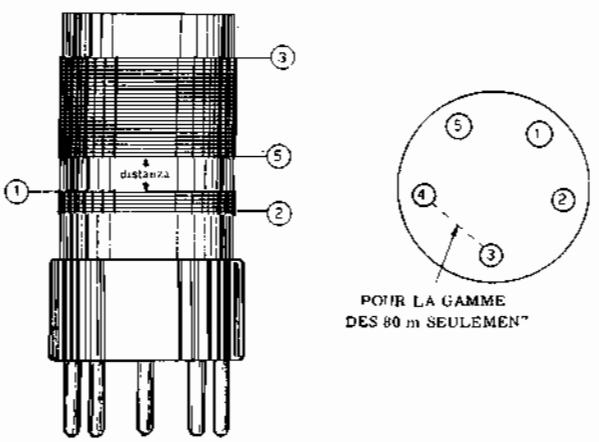


Fig. 8 - Aspect des bobines interchangeables, vues latéralement et par dessous (support). Remarquer les numéros de référence qui correspondent à ceux figurant sur le schéma.

La construction et l'usage de ce récepteur ne présentent aucune difficulté. L'unique détail d'une certaine importance se rapporte à la réalisation de la capacité de couplage avec l'antenne, qui peut être réalisée de la façon représentée par la **figure 10.** Il s'agit de fixer une lame métallique (en cuivre) sur deux supports isolants (A) et une autre lame identique sur une tige en plexiglas, comme le montre la figure. La lame fixée sur le support doit être recouverte d'un ruban, adhésif transparent très fin, ayant pour but d'éviter les court-circuits éventuels dans la position correspondant à la capacité maximum. La superficie des lames est d'environ 2,5 cm².

GAMME	L1	L2	DISTANCE L1/L2
2,8 - 6 MHz (80 m)	25 spires Ø 0,40 rapprochées	4 spires Ø 0,40 rapprochées	9,5 mm
5,9 - 13,5 MHz (40 m)	13 spires Ø 0,65 espace 0,65 mm	1,25 spires Ø 0,40 rapprochées	6,0 mm
13,6 - 30 MHz (20 à 14 m)	5,25 spires Ø 0,65 espace 1,2 mm	1,75 spires Ø 0,40 rapprochées	9,5 mm
24,5 - 40 MHz (10 à 11 m)	1,5 spires Ø 0,65 rapprochées	1,75 spires Ø 0,40 rapprochées	8,0 mm

Données constructives des bobines. Les espaces s'effectuent en insérant entre les spires, un conducteur du diamètre égal à la valeur donnée, qui est enlevé l'enroulement étant effectué. Les spires sont collées avec de la bakélite liquide, la distance entre L1 et L2 est aussi indiquée.

La lame mobile, fixée à la tige isolante que l'on peut commander de l'extérieur au moyen d'un bouton commun, tourne autour d'un axe en se rapprochant plus ou moins de la première, selon la capacité désirée.

L'inductance d'arrêt haute fréquence présente dans le circuit de la bobine de réaction Laf, possède une impédance d'environ 3 mH.

Comme nous le savons, elle empêche que la Haute Fréquence résiduelle puisse passer dans la section d'amplification basse fréquence.

On peut faire en sorte que l'appareil ait des dimensions réduites et la commande des condensateurs variables d'accord doit être démultipliée, afin de permettre un réglage facile (CV2-CV3) dans toutes les gammes explorées.

Pour passer d'une gamme à l'autre, il suffit de remplacer la bobine et de faire varier la capacité de CV4.

L'opération de montage, aussi, est simple. Une fois la réalisation terminée, il est conseiller d'effectuer l'essai avec le haut-parleur.

On mesure toutes les tensions et si tout est en ordre, on peut commencer l'écoute.

La sensibilité de ce récepteur est telle que la réception est possible même en utilisant comme antenne un simple fil de quelques mètres de longueur: toutefois, c'est évident, on obtient un résultat certainement meilleur au moyen d'une antenne d'une certaine longueur et ayant une hauteur convenable; cette antenne est d'ailleurs, dans la plupart des cas, la même que celle qui est employée pour l'émission, après commutation sur la position « écoute ».

Une fois obtenu l'accord sur une station, on fait varier la réaction jusqu'à disparation du sifflement caractéristique. Si on désire écouter quelques transmissions télégraphiques, on n'a qu'à désaccorder légèrement le récepteur. Dans ce cas, l'onde porteuse intermittente qui est captée bat avec l'oscillation engendrée par le circuit, grâce à la réaction réglée à la limite d'entretien et donne à la sortie une série d'im-

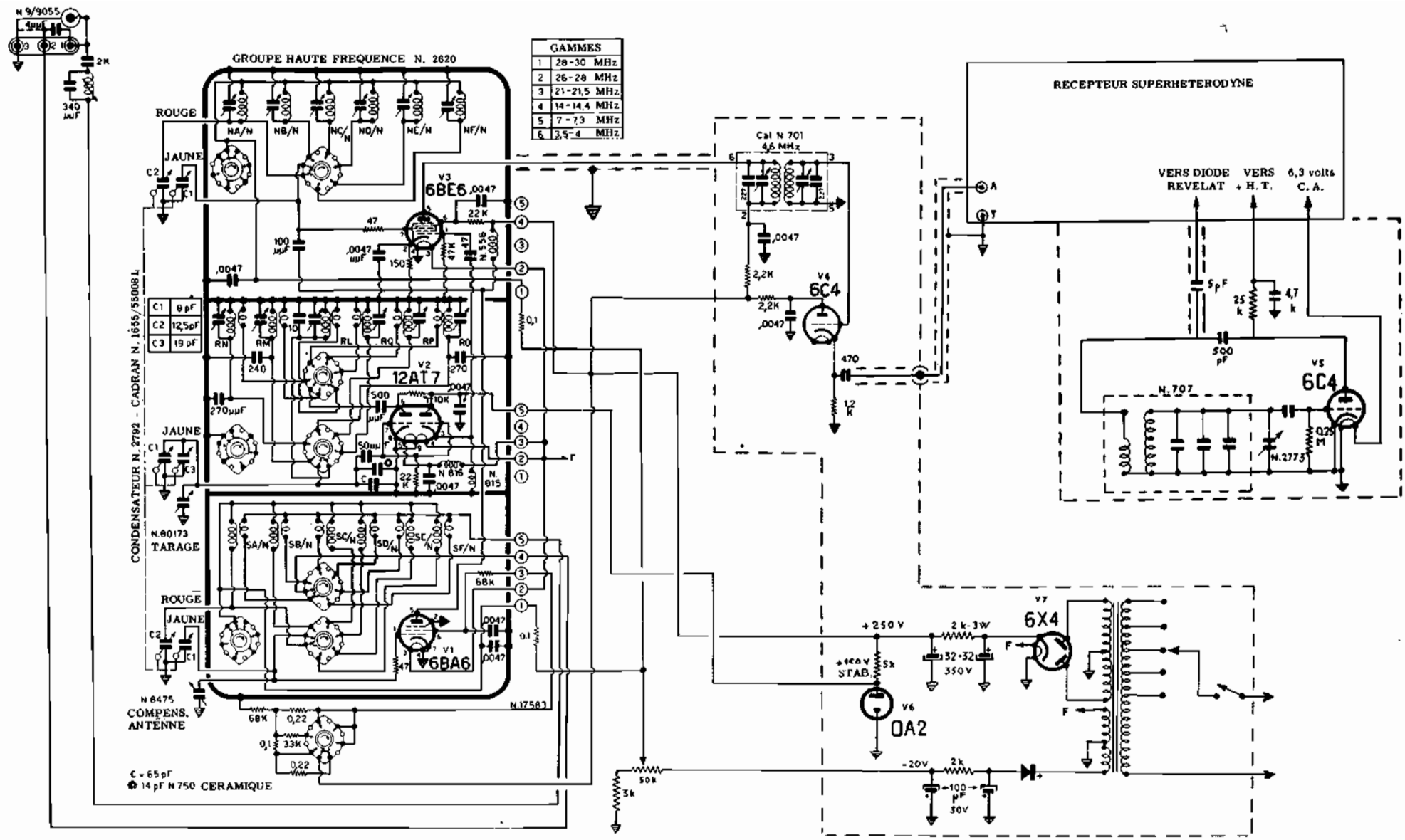


Fig. 9 - Circuit électrique simplifié du récepteur pour radio amateurs à double conversion de fréquence. Le bloc convertisseur que l'on peut avoir tout monté, comprend les trois tubes visibles dans la zone limitée par la ligne en traits gras. On dispose à la sortie, d'un signal à moyenne fréquence de 4,6 MHz: le récepteur doit être accordé sur une telle fréquence. A l'entrée de ce récepteur est reliée la sortie de ce bloc. L'étage séparateur (6C4) et l'alimentation relative (en bas, à droite), peuvent être montés sur le même chassis. L'oscillateur de battement, au contraire, est monté séparément (au dessous du récepteur) et il prélève toutes les tensions d'alimentation au récepteur qui contient le second convertisseur, le détecteur et la partie basse fréquence. Pour permettre la stabilité maximum en fréquence, la tension d'alimentation du tube oscillateur (12AT7 est stabilisée à la valeur 150 volts grâce à un tube au néon (OA2). Le transformateur d'alimentation doit fournir une haute tension de 2 × 300 volts (25 mA), une tension de chauffage (F) de 6,3 volts (1,8 A) et une tension de 25 volts (10 mA), antenne classique (à la partie supérieure) ou une antene équilibrée (entre les bornes 1 et 2).

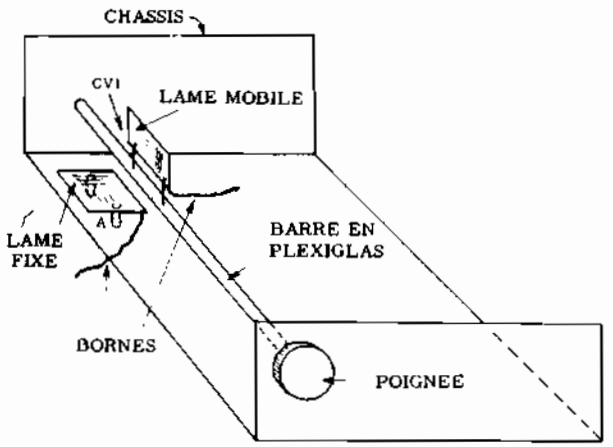


Fig. 10 - Système de montage et de commande du condensateur d'antenne CV1. Le bouton, en faisant tourner l'axe, éloigne ou rapproche les lames, faisant ainsi varier la capacité existant entre elles.

ulsions sonores de durée variable correspondant à celle es impulsions à haute fréquence dues à la manipulation. Dans la réception des émetteurs en « phonie », au contraire, l'accord doit être parfait et la réaction réglée en dessous de la limite d'entretien des oscillations.

On doit noter les positions de CV4 correspondant aux différentes gammes.

La position des composants n'est pas très critique; évidemment, on tâchera d'installer la partie alimentation au voisinage du tube final; les condensateurs électrolytiques devront être distants de ce dernier afin d'éviter un échauffement excessif de ceux-ci; les connexions entre la triode détectrice, les bobines et les condensateurs variables, seront, autant que possible, courtes. Enfin, l'antenne sera reliée de sorte que le segment de fil qui aboutit à la lame mobile du trimmer soit flexible, pour permettre le réglage de la capacité sans que le conducteur puisse se rompre facilement.

SUPERHETERODINE à DOUBLE CHANGEMENT de FREQUENCE

Les récepteurs d'amateurs à conversions de fréquence multiples, sont très coûteux et difficiles à construire et à mettre au point. C'est pour ces raisons que nous ne décrirons pas un récepteur complet de ce type, mais nous nous limiterons à suggérer une solution possible qui emploie un bloc Haute Fréquence spécialement étudié pour les amateurs, combiné avec un récepteur superhétérodyne de type courant, accordable sur la fréquence de 65 mètres environ (4,6 MHz), c'est-à-dire sur les Ondes Courtes.

Observons le schéma-bloc représenté par la **figure 11**. Il nous permet de comprendre le principe de fonctionnement du récepteur. Le bloc Haute Fréquence pourvoit à la commutation de gamme, à l'amplification Haute Fréquence et à une première conversion de fréquence (sortie de la I° MF à 4,6 MHz). Un étage de découplage lui fait suite, ayant pour fonction d'empêcher que le circuit de sortie du bloc et le circuit d'entrée du récepteur s'influencent mutuellement.

La partie suivante est constituée par un superhétérodyne de type quelconque, pourvu qu'il soit accordable sur la fréquence d'entrée de 4,6 MHz. Par exemple, le récepteur que nous avons décrit dans la leçon 74 convient bien. Il a pour tâche de réaliser la seconde conversion de fréquence ainsi que amplification successive de la II° MF, la détection des signaux à modulation d'amplitude et l'amplification basse fréquence.

De plus, pour avoir la possibilité de recevoir des émissions en « graphie » (ondes entretenues pures), on a prévu la construction d'un oscillateur de battement, dont le signal de sortie est mélangé avec celui de la MF présente sur la plaque du détecteur, à travers un couplage par condensateur.

Une alimentation spéciale fournit les tensions nécessaires au fonctionnement du Groupe et de l'étage séparateur tandis que l'oscillateur de battement est directement alimenté par le récepteur. Il absorbe des courants de valeurs si faibles que les surcharges ne sont pas à craindre.

Bloc Haute Fréquence

Il s'agit d'un ensemble spécialement étudié et réalisé pour les récepteurs d'amateurs. Il s'adapte aux superhétérodynes à double conversion de fréquence, puisqu'il incorpore un premier étage convertisseur ayant une fréquence de sortie relativement élevée (4,6 MHz). Les tubes dont il est muni sont au nombre de trois, et remplissent les fonctions suivantes:

— la pentode Haute Fréquence 6BA6, amplifie le signal à haute fréquence capté par l'antenne et est pourvue d'un premier circuit accordé à fréquence variable, de sélectivité élevée;

— la double triode 12AT7 a pour rôle, d'une part, d'engendrer l'oscillation locale destinée à la conver-

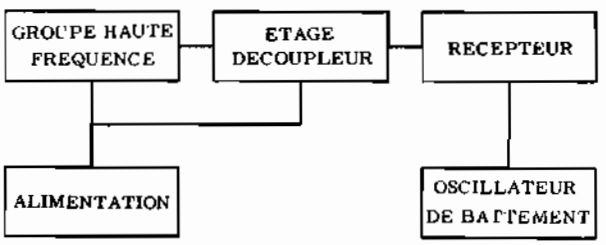


Fig. 11 - Schéma-bloc d'un récepteur à double conversion de fréquence, qui emploie un bloc convertisseur qui doit être relié à un récepteur commun, accordé sur la moyenne fréquence produite par le convertisseur lui-même. Le dispositif est alimenté par une alimentation spéciale. Pour la réception en « graphie », un oscillateur de battement alimenté par le récepteur normal est prévu.

sion de fréquence (par l'une de ses sections) et, d'autre part, de séparer l'étage oscillateur de l'étage mélangeur. Par suite, cette section sert à empêcher les

éventuelles dérives de fréquence de l'oscillateur;

— l'heptode 6BE6 représente l'étage mélangeur. Le signal à haute fréquence provenant de la sortie du tube 6BA6 est appliqué à la troisième grille tandis qu'à la première grille est appliqué le signal de l'oscillateur local, prélevé à la sortie cathodique de l'étage séparateur.

La présence de l'étage amplificateur H.F. à gain élevé et faible bruit de fond, procure à ce bloc une sensibilité utilisable particulièrement élevée. La stabilité de la conversion de fréquence, d'autre part, est assurée par l'emploi de trois étages séparés (oscillateur, séparateur, mélangeur). Il faut remarquer que, dans les récepteurs de type courant, la conversion de fréquence est obtenue à l'aide d'une seule heptode du type 6BE6, qui fonctionne à la fois en oscillateur et en mélangeur.

La fréquence image est éliminée presque complètement, grâce à la sélectivité élevée des circuits accordés du premier étage amplificateur H.F. et de l'étage mélangeur, ainsi qu'à la valeur élevée de la fréquence intermédiaire.

Les bandes d'amateurs que l'on peut recevoir sont au nombre de six :

1) bande des 10 mètres, allant de 28 MHz à 30 MHz;

2) bande des 11 mètres, allant de 26 MHz à 28 MHz;

3) bande des 15 mètres, allant de 21 MHz à 21,5 MHz;

4) bande des 20 mètres, allant de 14 MHz à 14,4 MHz;

5) bande des 40 mètres, allant de 7 MHz à 7,3 MHz;

6) bande des 80 mètres, allant de 3,5 MHz à 4 MHz.

L'accord est obtenu au moyen d'un condensateur variable à 3 cases, que l'on monte en dehors du bloc, comme le montre le schéma représenté par la **figure 9**, Ce condensateur est constitué de 3 sections de 415+70 pF.

Deux prises d'antenne sont prévues, dont l'une est simple et l'autre équilibrée. Dans le schéma, est prévu le branchement, dans le circuit d'antenne, d'un piège (bobine à noyau réglable et condensateur de 300 pF), lequel atténue les signaux provenant de l'antenne, et ayant une fréquence égale à la I° MF. Il doit être accordé exactement sur 4,6 MHz.

Une tension de 6,3 V est nécessaire à l'alimentation du bloc H.F. pour le chauffage des filaments, ainsi qu'une tension de 250 V et une autre de 150 V, stabilisée, pour l'étage oscillateur local. La polarisation négative de grille doit, elle-aussi, être fournie par l'alimentation, au moyen d'un enroulement spécial du transformateur et d'un redresseur au sélénium. On peut la faire varier au moyen d'un potentiomètre qui permet son réglage continu entre une valeur minimum d'environ —1 V et une valeur maximum de —20 V. Si on ne pense pas insérer cet élément de réglage, il faut que la tension ait une valeur d'environ —1,75 V. La possibilité de faire varier la polarisation des tubes du bloc est, cependant, souhaitable, parce que de cette façon on dispose d'un contrôle manuel de sensibilité.

Etage séparateur

A la sortie du bloc H.F., on trouve un transformateur M.F., accordé sur 4,6 MHz. Evidemment, il n'est pas possible de relier le secondaire de ce transformateur à la prise antenne du récepteur, sans influencer sa fréquence d'accord. Par conséquent, il est nécessaire d'introduire un étage séparateur, équipé de la triode 6C4 (EC90).

Il s'agit d'un étage dont la sortie est faite par la cathode; par suite, la faible impédance de sortie permet d'obtenir un bon transfert du signal à l'entrée du récepteur. Ce transfert est effectué au moyen d'un câble coaxial.

Oscillateur à battement

Nous l'avons déjà dit dans la première partie de la leçon, pour la réception des émissions à ondes entretenues pures, il faut un circuit tout à fait particulier (oscillateur à battement). Etant donné que, dans l'ensemble que nous sommes en train de décrire, la détection s'effectue à l'intérieur d'un récepteur de type courant, il est nécessaire d'ajouter un circuit extérieur qui puisse fournir les oscillations pour le battement.

Ce circuit, de type très simple, est obtenu au moyen d'une triode 6C4, qui oscille à une fréquence dont la valeur diffère de très peu de la seconde Moyenne Fréquence, c'est-à-dire de la Moyenne Fréquence du récepteur ajouté.

Le signal ainsi engendré est transmis, par une capacité très faible au circuit de plaque de la diode détectrice. On peut obtenir cette capacité d'une manière très simple : en rapprochant le conducteur provenant de l'oscillateur à battement de celui qui aboutit à la plaque de la diode; et, éventuellement, en les torsadant. Pour obtenir de meilleurs résultats, on règlera le couplage entre les deux conducteurs de sorte que, tout en assurant un transfert de signal suffisant, l'étage détecteur ne soit pas surchargé.

L'ensemble que nous venons de décrire peut être réalisé en deux parties, dont l'une comprend le bloc haute fréquence, les éléments reliés à ce dernier, l'étage séparateur et l'alimentation; l'autre partie comprenant le récepteur normal auquel on ajoute l'oscillateur à battement.

Nous ne donnons pas de conseils pratiques concernant la disposition des éléments sur le châssis et la réalisation des connexions, parce que le montage de ce récepteur est conseillable seulement à ceux qui ont déjà une certaine expérience dans les montages électroniques, pour avoir déjà réalisé d'autres appareils et étant, par suite, capables de concevoir par eux-mêmes un schéma rationnel de montage.

Leçon n° 132

QUESTIONS sur les LEÇONS 130 et 131

N. 1 —

De quoi a-t-on besoin pour pouvoir effectuer légalement des émissions d'amateurs ?

N. 2 —

Quelles sont, dans un code télégraphique, les durées des intervalles entre un élément et l'autre d'une même lettre; entre une lettre et la suivante et enfin, entre un mot et celui qui le suit ?

N. 3 —

En quoi consiste l'activité des amateurs ?

N. 4 —

Comment effectue-t-on, dans les transmissions en « graphie », « l'appel général », et la réponse à cet appel ?

N. 5 —

Quelles sont les qualités fondamentales qu'un bon récepteur d'amateur doit posséder ?

N. 6 —

Comment réussit-on à éliminer l'inconvénient de la fréquence image ?

N. 7 —

Quelles sont les valeurs les plus courantes de M.F. qu'on choisit dans les récepteurs superhétérodynes à double conversion de fréquence et pour quelles raisons?

N. 8 —

Comment est-il possible d'obtenir une augmentation de la sélectivité des circuits accordés moyenne fréquence ?

N. 9 —

Quels sont les deux types fondamentaux de filtres à quartz et les différences essentielles de comportement qui les caractérisent ?

N. 10 —

Dans les récepteurs de radio-amateurs, quelle est la largeur idéale de la bande passante des circuits M.F., par rapport aux différents types de réception (modulation d'amplitude normale, ondes entretenues pures, bande latérale unique) ?

N. 11 —

Quel est l'avantage qui résulte de l'emploi des filtres à quartz, dans les amplificateurs Moyenne Fréquence ?

N. 12 —

Comment est-il possible d'effectuer la commutation des circuits à haute fréquence des récepteurs, pour capter les différentes bandes d'amateurs ?

N. 13 —

Quel est l'avantage fondamental qu'apporte la technique de l'étalement de gamme ?

N. 14 —

Quel circuit particulier est-il nécessaire d'employer pour la réception des émissions à onde entretenue pure (« graphie ») et comment fonctionne-t-il ?

N. 15 —

Comment est-il possible de transformer un récepteur superhétérodyne de type courant en un récepteur d'amateur pourvu de la double conversion de fréquence ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 1017

N. 1 — Comme un signal sinusoïdal de H.F., caractérisé par une fréquence, une amplitude et une phase constantes.

N. 2 — Parce qu'aucun signal d'information n'y est incorporé. Elle peut cependant être interrompue périodiquement selon le code Morse.

N. 3 — En employant un étage oscillateur fonctionnant sur une fréquence sous-multiple de la fréquence de travail, suivi d'un ou plusieurs étages multiplicateurs de fréquence.

N. 4 — Eviter que les éventuelles variations de la charge appliquée à la sortie se répercutent sur l'oscillateur, en provoquant des variations de fréquence.

N. 5 — Parce qu'une telle forme d'onde est constituée par la superposition de nombreuses composantes sinusoïdales dont la première (la fondamentale) a une fréquence égale à celle du signal appliqué à l'entrée et les autres harmoniques, une fréquence multiple de la fondamentale (théorème de Fourier). En accordant le circuit de charge sur l'un de ces composants, on obtient à ses bornes un signal sinusoïdal.

N. 6 — La forte variation de température due à la chaleur dissipée par le tube. Une telle chaleur fait varier les caractéristiques physiques des composants qui déterminent la fréquence de fonctionnement.

N. 7 — Lorsque l'angle d'ouverture est petit ($<60°$). Cependant la puissance de sortie est minimum. La valeur optimale de cet angle est voisine de 60°.

N. 8 — Un réglage automatique partiel, dû aux variations de la chute de tension présente aux bornes de la résistance, grâce au courant variable de grille.

N. 9 — Eviter un courant excessif à travers le tube, si l'excitation venait à disparaître.

N. 10 — Eviter la naissance d'oscillations spontanées dues à la capacité grille-plaque des tubes.

N. 11 — L'interruption de la porteuse au moyen d'un manipulateur pour transmettre des signaux selon un code déterminé.

N. 12 — En faisant en sorte que le manipulateur, au lieu d'agir directement sur le circuit en question, puisse actionner un relais spécial fonctionnant à basse tension. De cette façon, la manipulation est indirecte.

N. 13 — En insérant en série avec le circuit à interrompre un tube que la manipulation bloque et débloque successivement.

N. 14 — La puissance de crête de modulation, pour une modulation à 100%, doit être égale à la moitié de la puissance de la porteuse non modulée. La porteuse modulée à 100% possède, dans ce cas, une puissance égale à 1,5 fois celle obtenue en l'absence de modulation.

N. 15 — Avec la modulation simultanée par la plaque et par l'écran on a une distorsion plus petite que celle qui résulte de la seule modulation par l'écran.

N. 16 — La puissance modulante nécessaire est très faible, mais la puissance maximum de la porteuse modulée est inférieure à celle obtenue dans le cas de la modulation par la plaque (de 1/3 environ).

NOTE RELATIVE AUX STATIONS D'AMATEUR FONCTIONNANT EN RADIOTELEGRAPHIE ET EN RADIOTELEPHONIE

I - DISPOSITIONS GENERALES

Une station d'amateur est une station radioélectrique qui assure un service d'instruction individuelle, d'intercommunication et d'études techniques effectué par des personnes dûment autorisées, s'intéressant à la technique de la radioélectricité à titre uniquement personnel et sans intérêt pécuniaire.

Par station d'amateur, on entend l'ensemble des installations radioélectriques appartenant à un même permissionnaire et utilisées en un même lieu.

Une station d'amateur ne peut être détenue ou utilisée que par une personne titulaire d'une autorisation délivrée par le Ministre des Postes et Télécommunications, avec l'avis favorable des Ministres des Armées, de l'Intérieur, et éventuellement des Affaires Etrangères.

L'autorisation est délivrée sous forme de licence: elle est accordée pour l'année en cours, quelle que soit la date de de sa délivrance. Elle se renouvelle chaque année par tacite reconduction contre paiement de la taxe de contrôle (1).

La pétitionnaire n'est autorisé à émettre que lorsqu'il a reçu sa licence et la notification de l'indicatif d'appel attribué à sa station.

Toute station d'amateur est établie, exploitée et entretenue par les soins et aux risques du permissionnaire. L'Etat n'est soumis à aucune responsabilité en raison de ces opérations.

Les caractéristiques techniques des stations, de même que les conditions d'exploitation, sont soumises aux restrictions nécessitées par les besoins et le bon fonctionnement des Services Publics et sojettes aux modifications qui pourraient être imposées par l'application des Conventions et Règlements internationaux.

Toute cession d'une station d'émission doit faire l'objet d'une déclaration adressée à la Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux, PARIS 14ème. Cette déclaration doit comporter le nom et l'adresse du nouveau détenteur de la station.

II - DEPOT DE LA DEMANDE D'AUTORISATION

La demande d'autorisation d'émission est établie sur formule spéciale n° 706 accompagnée de 4 fiches de renseignements. Elle est adressée à la Direction des Services Radioélectriques: 5, rue Froidevaux, PARIS 14ème (2). Elle est accompagnée du schéma détaillé et clair des éléments de la station.

Elle donne lieu au paiement d'une taxe de constitution de dossier.

III - CERTIFICAT D'OPERATEUR

Le matériel d'émission d'une station d'amateur ne peut être manoeuvré que par une personne autorisée, titulaire du certificat d'opérateur radiotélégraphiste - radiotéléphoniste.

Toutefois, un émetteur fonctionnant au moyen de fréquences supérieures à 144 MHz peut être manoeuvré par une personne autorisée, titulaire du seul certificat d'opérateur radiotéléphoniste.

Le certificat d'opérateur amateur est délivré par la Direction des Services Radioélectriques, à une personne âgée de plus de 16 ans, après examen qui donne lieu au paiement d'un droit.

L'examen peut être passé:

— soit au domicile du candidat, sur le poste décrit dans sa demande et mis au point sur antenne fictive non rayonnante,

— soit sur un poste de caractéristiques analogues situé en tout autre endroit désigné par lui et agréé par la Direction des Services Radioélectriques,

— soit enfin, dans des centres d'examen organisés.

IV - CARACTERISTIQUES TECHNIQUES DES STATIONS

Les émetteurs peuvent être pilotés par un maître oscillateur à fréquence fixe (quartz) ou réglable.

Ils doivent comporter au moins trois étages (un étage oscillateur, un étage séparateur-multiplicateur, un étage amplificateur de puissance). Les émetteurs pilotés par quartz peuvent ne comporter que deux étages.

Les limites de bandes doivent être indiquées sur le cadran des fréquences de l'émetteur d'une manière très précise.

Les émetteurs doivent être munis d'un manipulateur ou d'un dispositif en tenant lieu et d'appareils de mesure permettant de suivre les conditions de fonctionnement des différents étages.

Les émissions effectuées par des procédés spéciaux qui ne permettraient pas au moyen d'appareils récepteurs d'un modèle agréé par l'Administration des Postes et Télécommunications, la réception ou la compréhension des messages sont interdites.

Les classes d'émission suivantes peuvent seules être utilisées:

A1 - Télégraphie sans modulation par une fréquence audible (manipulation par tout ou rien);

A2 - Télégraphie par manipulation par tout ou rien d'une ou de plusieurs fréquences audibles de modulation ou par manipulation par tout ou rien de l'émission modulée;

A3 - Téléphonie (modulation d'amplitude);

A3A - Téléphonie (modulation d'amplitude) bande latérale unique - onde porteuse réduite;

F1 - Télégraphie sans modulation par une fréquence audible (manipulation par déplacement de fréquence);

F2 - Télégraphie par manipulation par tout ou rien d'une fréquence audible de modulation de fréquence, ou par manipulation par tout ou rien d'une émission modulée en fréquence;

F3 - Téléphonie (modulation de fréquence ou de phase).

La fréquence émise par une station d'amateur doit être aussi stable et aussi exempte de rayonnements non essentiels que l'état de la technique le permet pour une station de cette nature.

En régime de porteuse non modulée le taux de modulation résiduelle doit être tel qu'aucune réception ne soit possible sans une hétérodyne de battement.

Les bandes de fréquences attribuées en France au service amateur sont les suivantes:

---

(1) Voir aussi dernier alinéa du paragraphe « Taxes ».

(2) Les imprimés nécessaires peuvent être obtenus auprès de cette Direction.

3,5	à	3,8	MHz	(bande partagée) (*)
7	à	7,10	MHz	
14	à	14,35	MHz	
21	à	21,45	MHz	
28	à	29,7	MHz	
144	à	146	MHz	
430	à	440	MHz	(bande partagée)
1 215	à	1 300	MHz	(bande partagée)
2 300	à	2 450	MHz	(bande partagée)
5 650	à	5 850	MHz	(bande partagée)
10 000	à	10 500	MHz	(bande partagée)
21 000	à	22 000	MHz	

(*) L'utilisation des bandes de fréquences de 3,5 a 29,7 MHz est interdite aux amateurs non titulaires du certificat d'opérateur radiotélégraphiste.

Les amateurs doivent veiller tout particulièrement à ne causer aucun brouillage aux stations officielles fonctionnant dans les bandes partagées, sous peine de s'en faire interdire l'usage. Pour la bande 430 à 440 MHz, cette recommandation vise essentiellement l'intervalle 435 MHz.

En limite de bande, les amateurs doivent tenir compte de la largeur de bande de l'émission et de la dérive possible du pilote.

Les stations doivent être pourvues de dispositifs permettant de mesurer les fréquences et de répérer les limites de bande avec une précision suffisante. Elles doivent également disposer d'une antenne fictive simple non rayonnante au moyen de laquelle les émetteurs doivent être réglés.

La puissance alimentation des stations d'amateur est limitée à 100 watts dans toutes les bandes attribuées au service, dans les conditions et sous les réserves ci-après:

— par puissance alimentation, on entend la puissance fournie à l'anode (ou aux anodes) du tube (ou des tubes) de l'étage attaquant le dispositif rayonnant de la station;

— la dissipation anodique du tube utilisé à l'étage final de toute station d'amateur (ou la somme des dissipations anodiques des tubes, si cet étage en comporte plusieurs) devra être, au plus, égale à 75 watts quelle que soit la fréquence de fonctionnement de l'émetteur.

Les émetteurs et les récepteurs ne doivent être la cause d'aucune gêne pour les récepteurs voisins. En particulier les récepteurs du type super-réaction doivent être conçus et réalisés de façon à éviter tout rayonnement nuisible et comporter obligatoirement un étage séparateur entre le dispositif oscillateur et le collecteur d'ondes.

V - CONDITIONS D'EXPLOITATION

Une station d'amateur doit servir exclusivement à l'échange, avec d'autres stations d'amateur, de communications utiles au fonctionnement des appareils et à la technique de la radioélectricité proprement dite, à l'exclusion de toute correspondance personnelle ou commerciale et de toute émission de radiodiffusion sonore ou visuelle (disques, concerts, conférences. etc...).

Les conversations qui ne seraient pas tenues en langage clair sont interdites (les abréviations d'un usage obligatoire ou courant, employées avec leur sens réel, ne sont pas considérées comme langage secret).

En cas de gêne ou de brouillage, l'Administration des Postes et Télécommunications peut suspendre momentanément l'autorisation d'émettre ou limiter les émissions à certains horaires ou à certaines périodes.

Tout amateur est tenu de consigner dans un journal tous les renseignements relatifs à l'activité de la station, en particulier:

— la date et l'heure du commencement et de la fin de chaque communication,

— les indicatifs d'appel des correspondants,

— les fréquences utilisées pour l'émission et la réception,

— les indications relatives à la puissance d'alimentation et aux modifications apportées à l'installation.

Le carnet d'écoute doit être tenu constamment à jour et présenté à toute réquisition.

Toute station d'amateur est tenue de cesser ses émissions à la première demande faite par une station officielle ou dès la réception d'appels de détresse.

Avant d'émettre, les stations doivent s'assurer qu'elles ne brouillent pas des émissions en cours; si un tel brouillage est probable, les stations attendent un arrêt opportun de la transmission qu'elles pourraient brouiller.

Pour réduire les risques d'interférence, les stations doivent limiter leurs émissions au strict minimum. La durée de chaque transmission ne doit pas dépasser 5 minutes.

L'indicatif d'appel doit être transmis fréquemment et, dans tous les cas, au début et à la fin de chaque transmission.

TRANSFERT

Les stations ne peuvent être déplacées sans autorisation spéciale.

La demande de transfert doit être adressée à la Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux, PARIS 14ème.

Une licence ne peut être maintenue en vigueur que si le titulaire peut en tout temps recevoir de l'Administration toute notification jugée utile. Un amateur absent de son domicile pour une période de longue durée susceptible, en particulier, d'excéder la période réglementaire de réexpédition du courrier, est tenu de communiquer à l'Administration sa nouvelle adresse.

OPERATEURS SUPPLEMENTAIRES

Une station d'amateur peut être manoeuvrée:

— soit par le titulaire de la licence,

— soit par des opérateurs supplémentaires dûment agréés à cet effet par les Ministères intéressés et titulaires du certificat d'opérateur au même titre que le permissionnaire de la station.

Les stations d'écoles, de clubs, de groupements professionnels ou de jeunesse peuvent être manoeuvrées par des opérateurs supplémentaires remplissant les conditions susmentionnées, sous la responsabilité d'une personne habilitée à représenter le groupement (professeur, président d'association, etc...). Cette personne qui doit être agréée par les Ministères intéressés n'est pas tenue de subir l'examen d'opérateur si elle ne doit pas manoeuvrer elle-même la station. Une station d'amateur peut également être manoeuvrée, mais à titre exceptionnel, pour des émissions de courte durée, par un amateur de nationalité française, titulaire d'une licence en cours de validité, délivrée en France (métropole et départements d'outre-mer), dans un territoire d'outre-mer, en Algérie, en Tunisie, au Maroc ou dans l'un des Etats africain ou malgache d'expression française.

L'opérateur supplémentaire occasionnel ne peut en aucun cas communiquer avec sa propre station. Il doit transmettre

son indicatif d'appel à la suite de l'indicatif d'appel de la station utilisée; la mention des liaisons effectuées doit être faite sur le carnet de trafic de cette station et reportée dès que possible sur celui de la station de l'opérateur ocasionnel.

CONTROLE

Le Ministère des Postes et Télécommunications exerce un contrôle permanent sur les conditions techniques et d'exploitation des stations d'amateur.

Le Ministère de l'Intérieur (Direction Général de la Sûreté Nationale) et le Ministère des Postes et Télécommunications sont chargés de contrôler la teneur des émissions.

Les représentants des Ministères des Postes et Télécommunications et de l'Intérieur chargés du contrôle peuvent à tout instant pénétrer dans les locaux où sont installées les stations.

Les infractions à la réglementation sont sanctionnées à la diligence du Ministre des Postes et Télécommunications tant de sa propre initiative que sur proposition des autres Départements ministériels ou à la suite de rapports d'infraction transmis par les Aministrations étrangères ou des organismes internationaux.

Les sanctions sont:

— le rappel au règlement,
— la limitation temporaire de l'utilisation de la station à la radiotélégraphie,
— la suspension temporaire des autorisations d'emploi de stations mobiles,
— la suspension temporaire de la licence,
— la révocation de la licence.

Toute licence d'amateur peut être révoquée sans indemnité, notamment dans les cas suivants:

— si le permissionnaire n'observe pas les conditions particulières qui lui ont été imposées pour l'établissement ou l'utilisation de sa station,
— s'il commet une infraction aux règlements intérieurs ou internationaux sur le fonctionnement ou l'utilisation des stations d'amateur,
— s'il utilise sa station à d'autres fins que celles prévues par la licence, notamment s'il capte indûment des correspondance qu'il n'est autorisé à recevoir ou s'il viole le secret de celles qu'il a captées fortuitement,
— s'il utilise un indicatif d'appel différent de celui qui lui a été attribué,
— s'il communique avec des stations non autorisées,
— s'il émet avec une puissance supérieure à la puissance autorisée ou en dehors des bandes de fréquences attribuées au Service amateur,
— si ses émissions provoquent des brouillages nuisibles au fonctionnement des services de radiocommunications,
— s'il n'acquitte pas en temps utile la taxe de contrôle exigible lorsqu'il est invité à le faire.

TAXES DE CONTROLE

Toute station d'amateur émettrice ou émettrice - réceptrice est assujettie à une taxe annuelle de contrôle.

Cette taxe est due pour l'année entière, quelle que soit la date de mise en service de la station et la durée assignée à l'autorisation. Elle doit être acquittée dans tous les cas par le titulaire de la licence, même s'il ne fait pas usage de son installation. Elle est exigible dès la délivrance de la licence pour la première année et dans le courant du mois de janvier pour les années suivantes. La licence se renouvelle, en effet, d'année en année par tacite reconduction; cependant tout amateur qui, pour une raison quelconque, et notamment pour avoir omis de préciser l'adresse à laquelle le courrier peut lui être adressé, n'aura pas répondu au début de chaque année à la mise en demeure l'invitant à acquitter la taxe annuelle de contrôle sera considéré comme ayant renoncé au bénéfice de sa licencé. Celle-ci sera en conséquence annulée.

LISTE DES AMATEURS

Les nom, prénom, indicatif d'appel et adresse des amateurs français figurent sur une liste établie par la Direction des Services Radioélectriques.

Les personnes intéressées peuvent prendre connaissance de cette liste à la Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux, PARIS 14e. Des extraits départementaux peuvent être consultés à la Direction départementale des Postes et Télécommunications de chaque département.

STATIONS MOBILES OU PORTABLES

Le titulaire d'une licence d'amateur délivrée depuis un an au moins et qui n'a fait l'objet d'aucune sanction dans l'année qui précède la demande peut obtenir une autorisation spéciale pour l'utilisation d'une station portable ou mobile (1).

Une station portable est une station construite de manière à pouvoir être déplacée d'un point à un autre, en vue de fonctionner en divers lieux, mais non en cours de transport.

Une station mobile est une station destinée à être transportée d'un point à un autre, et à être utilisée pendant qu'elle est en mouvement, ou pendant des haltes en des points non déterminés.

Les demandes d'autorisation doivent être adressées à la Direction des Services Radioélectriques, 5, Rue Froidevaux, Paris 14e, sur formulaires spéciaux que cette Direction adresse aux intéressées sur leur demande.

STATION RECEPTRICES

L'utilisation de stations exclusivement réceptrices, pour l'écoute des émissions d'amateur est subordonnée à une autorisation délivrée par le Ministère des Postes et Télécommunications.

La demande établie sur papier libre, doit être accompagnée de quatre fiches de renseignements et adressée à la Direction des Services Radioélectriques, 5, rue Froidevaux, PARIS 14e.

(1) L'installation d'une station mobile à bord d'un aéronef n'est pas admise.

NOTA - Dispositions applicables aux stations d'amateur autorisées avant le 1er juillet 1963.

Puissance d'alimentation des stations d'amateur.

Les amateurs dont l'autorisation a été délivrée antérieurement à la parution de la notice disposent d'un délai prenant fin le 31 décembre 1964 pour rendre, si nécessaire, leur station conforme à la spécification ci-après figurant au titre IV:

« La dissipation anodique du tube utilisé à l'étage final de toute station d'amateur (ou la somme des dissipations anodiques des tubes si cet étage en comporte plusieurs) devra être, au plus, égale à 75 watts, quelle que soit la fréquence de fonctionnement de l'émetteur.

CODE Q

1. — Introduction

Le code Q comprend trois sections:

a) les signaux Q du code aéronautique, choisis dans la série QAA à QNZ;

b) les signaux Q du code des services maritimes, choisis dans la série QOA à QQZ;

c) les signaux Q destinés à tous les services, choisis dans la série QRA à QUZ.

Les signification des signaux du code aéronatique ont été fixées par l'IACI. Les significations données aux signaux de la série QRA à QUZ ont été fixées par l'Union Internationale des Télécommunications (UIT) (Genève, 1959). Des « Notes spéciales » ont été ajoutées à certaines significations pour rendre plus clairs, dans la perspective aéronautique, la terminologie et le but visé par l'UIT. Le code des services maritimes n'est pas reproduit ici, car il n'est utilisé que pour les communications entre stations des services maritimes.

En général, seules les stations du service aéronautique disposeront d'exemplaires du code aéronautique, par conséquent ce dernier ne doit pas être utilisé dans les communications avec des stations des autres services, à moins que l'on sache que la station en question est familiarisée avec le code.

2. — Application

Les significations des signaux du code Q seront élargies et complétées par l'addition d'indicateurs d'emplacement, d'abréviations approuvées, de signaux, d'indicatifs d'appel, de chiffres ou de nombre appropriès.

2.1 - Les renseignements nécessaires pour remplir les espaces laissés en blanc dans les significations des signaux Q seront transmis, sauf dans les cas suivants:

a) Lorsque ces espaces blancs sont placés entre parenthèses pour indiquer que la transmission des renseignements correspondants est facultative.

Note - Voici des exemples d'application de cette procédure:

1) = QAF RNG =

Signification: Je suis au-dessus du radioalignement.

2) = QAF RNG 1 603 =

Signification: J'étais au-dessus du radioalignement à 1603 heures.

3) = QAF RNG 1 603 9 000 FT MSL =

Signification: J'étais au-dessus du radioalignement à 1 603 heures à une hauteur indiquée de 9 000 pieds au-dessus du niveau moyen de la mer.

Note - Dans les exemples ci-dessus, la signification du signal QAF a été dévoloppée par l'empoi des parties facultatives placées entre parenthèses: (à ... heures) [à une hauteur de . . . (chiffres et unité) au-dessus de . . . (niveau)].

4) = QAB VHABY AMML AWAS FL 110 IMÎ =

Signification: Puis-je avoir autorisation pour VHABY de se rendre de Melbourne à Alice Springs au niveau de vol 110 ?

Note - Dans l'exemple ci-dessus, la signification du signal QAB est dévoloppée par l'emploi de la partie facultative placée entre parenthèses: (pour ...).

b) Lorsqu'une autre signification, placée entre parenthèses, a été choisie, auquel cas l'espace en blanc de cette variante est rempli.

Note - Voici des exemples d'application de cette procédure:

1) = QAP 6 500 IMI =

Signification: Dois-je vous écouter sur 6 500 kc/s ?

2) = QAP 11 MC =

Signification: Ecoutez-moi sur 11 Mc/s.

Note - Dans l'exemple 2, la variante a été utilisée.

DECHIFFRAGE

SIGNAUX DU CODE INTERNATIONAL

Signal	*Forme interrogative*	*Réponse, renseignement ou avis*
QAP	**Dois-je vous écouter (ou écouter ...) sur ... kc/s (ou ... Mc/s) ?** Note. — Si la fréquence est donnée en mégacycles, utiliser l'abréviation **MC**. [Cf. également **QSX**].	**Ecoutez-moi (ou écoutez ...) sur ... kc/s (ou ... Mc/s).** Note. — Si la fréquence est donnée en mégacycles, utiliser l'abréviation **MC**. [Cf. également **QSX**].
QAR	**Puis-je quitter l'écoute sur la fréquence de veille pendant ... minutes ?**	**Vous pouvez quitter l'écoute sur la fréquence de veille pendant ... minutes.**
QBM	**... a-t-il envoyé un message pour moi ?**	**Voici le message transmis par ... à ... heures.**
QCS		**J'ai une panne de réception sur la fréquence de ...**
QCX	**Quel est votre indicatif d'appel complet ?**	**Mon indicatif d'appel complet est ...** ou **Utilisez votre indicatif d'appel complet jusqu'à nouvel avis.**

Signal	*Forme interrogative*	*Réponse, renseignement ou avis*
QDB	**Avez-vous transmis le message ... à ... ?**	**J'ai transmis le message ... à ...**
QFP	**Voulez-vous me donner les renseignements les plus récents sur l'installation ... [à ... (lieu)] ?**	**Les renseignements les plus récents sur l'installation ... [à ... (lieu)] sont les suivants ...** Note. — Ces renseignements sont donnés au moyen des groupes appropriés du code NOTAM.
QFS	**L'installation radioélectrique ... de ... (lieu) est-elle en service ?**	**L'installation radioélectrique ... de ... (lieu) est en service (ou sera en service dans ... heures).** **Veuillez mettre en service l'installation radioélectrique ... de ... (lieu).**
QGE	**A quelle distance suis-je de vorte station (ou de ...) ?**	**Vous êtes à une distance de ma station (ou de ...) égale à ...** (chiffres et unité de distance).
QIC	**Puis-je entrer en communication avec la station radio de ... sur ... kc/s (ou ... Mc/s) maintenant (ou ... heures) ?**	**Entrez en communication avec la station radio de ... sur ... kc/s (ou ... Mc/s maintenant (ou à ... heures).** **Je vais entrer en communication avec la station radio de ... sur ... kc/s (ou ... Mc/s) maintenant (ou à ... heures).**
QIF	**Quelle est la fréquence utilisée par ... ?**	**... utilise la fréquence de ... kc/s (ou ... Mc/s).**
QJA	**... inversé(e/s) ?** **1) Ma bande est-elle ...** **2) Mes courants de repos et de travail sont-ils ...**	**... inversé(e/s).** **1) Votre bande est ...** **2) Vos courants de repos et de travail sont ...**
QJB	**Allez-vous utiliser ...** **1) la radio ?** **2) la transmission par câble ?** **3) le télégraphe ?** **4) le télétype ?** **5) le téléphone ?** **6) le récepteur ?** **7) le transmetteur ?** **8) le reperforateur ?**	**Je vais utiliser ...** **1) la radio.** **2) la transmission par câble.** **3) le télégraphe.** **4) le télétype.** **5) le téléphone.** **6) le récepteur.** **7) le transmetteur.** **8) le reperforateur.**
QJC	**Voulez-vous vérifier votre ...** **1) transmetteur distributeur ?** **2) tête de transmission automatique ?** **3) perforateur ?** **4) reperforateur ?** **5) récepteur imprimeur ?** **6) moteur du récepteur imprimeur ?** **7) clavier ?** **8) système d'antennes ?**	**Je vais vérifier ma (mon) ...** **1) transmetteur distributeur.** **2) tête de transmission automatique.** **3) perforateur.** **4) reperforateur.** **5) récepteur imprimeur.** **6) moteur du récepteur imprimeur.** **7) clavier.** **8) système d'antennes.**
QJD	**Suis-je en train de transmettre ...** **1) sur la rangée des lettres ?** **2) sur la rangée des chiffres ?**	**Vous transmettez ...** **1) sur la rangée des lettres.** **2) sur la rangée des chiffres.**
QJE	**Mon déplacement de fréquence est-il ...** **1) trop grand ?** **2) trop petit ?** **3) correct ?**	**Votre déplacement de fréquences est ...** **1) trop grand.** **2) trop petit (de ... cycles).** **3) correct.**
QJF		**Mon signal contrôlé par ... est satisfaisant ...** **1) avant émission.** **2) après émission.**

(suite dans le prochain Numéro)

Leçon n° 133

EMETTEURS DESTINES AUX RADIO - AMATEURS

Après avoir consacré deux leçons à l'étude des émetteurs et des systèmes de modulation et de manipulation nous nous limiterons maintenant à l'examen des techniques et des circuits propres aux émetteurs destinés aux amateurs.

Ces émetteurs peuvent être classés en quatre groupes, qui, eux-mêmes, peuvent se subdiviser. En d'autres termes, les émissions d'amateurs peuvent être effectuées selon les techniques suivantes:

1) manipulation d'une onde entretenue pure (radiotélégraphie),
2) Modulation d'amplitude normale (radiotéléphonie),
3) Modulation d'amplitude par suppression d'une bande latérale et de la porteuse; cette technique, nous l'avons signalé, est désignée par le sigle B.L.U. (bande latérale unique),
4) Modulation de fréquence à bande étroite.

La dernière de ces méthodes n'est pas très répandue. Elle est même interdite dans certains pays (l'Italie, notamment).

CARACTERISTIQUES GENERALES

Les qualités principales requises par les émetteurs de radio-amateurs, sont: la stabilité en fréquence qui doit être la plus grande possible et, de toute façon, doit correspondre à celle des normes en vigueur; l'élimination de quelques perturbations affectant le signal qu'on envoie à l'antenne; l'éventuelle présence d'harmoniques est considérée comme une perturbation.

La stabilité de fréquence est importante si on désire que les émissions puissent être reçues sans être obligé de faire appel à des corrections continues de l'accord des récepteurs.

L'élimination des perturbations est indispensable; non seulement pour augmenter l'intelligibilité des émissions mais aussi, pour éviter les interférences dues, en particulier à la présence d'harmoniques, avec les autres émissions situées en dehors des bandes d'amateurs et notamment, les émissions des services de radiodiffusion et de télévision.

Dans l'étude du projet d'un émetteur, il faut tenir compte, en premier lieu, de la fréquence ou des fréquences sur lesquelles on veut opérer et de la puissance de sortie.

Tant que la fréquence d'émission n'est pas trop élevée, un simple oscillateur est suffisant pour constituer un petit émetteur complet, comme on le voit dans le schéma de la **figure 1-A**.

La puissance de sortie que l'on peut obtenir dans ces conditions est évidemment très faible, aucun étage amplificateur n'étant présent. En général, le signal produit par l'oscillateur est, pour cette raison, transmis à l'antenne après avoir été convenablement amplifié, comme on le voit sur la figure **1-B**.

La fréquence d'oscillation est souvent un sous-multiple de celle de travail, comme nous l'avons vu dans la leçon 127; par conséquent on monte des étages multiplicateurs de fréquence (figure **1-C**).

Il faut remarquer que dans le cas des émetteurs normaux, la multiplication de fréquence est utilisée, nous l'avons déjà vu, surtout dans le but de pouvoir profiter des oscillateurs à quartz tandis que dans le cas des émetteurs pour radio-amateurs, existe une autre raison prépondérante que nous expliquerons par la suite.

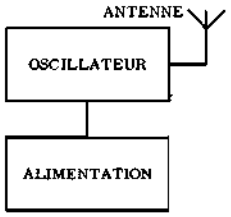
Considérons les fréquences des bandes d'amateurs appartenant à la gamme des ondes courtes. En faisant exception de la bande des 11 mètres et de la bande des 13 mètres, les autres fréquences, correspondant aux bandes des 80, des 40, des 20 et des 10 mètres, sont des multiples exacts les unes des autres; ce qui permet de réduire le nombre des circuits oscillants. En effet, il est suffisant de multiplier par 2, par 4 et par 8 une fréquence unique initiale correspondant aux 80 mètres, pour obtenir, respectivement, les 40, les 20 et les 10 mètres.

Les circuits oscillateurs à quartz, très utilisés dans les émetteurs de type commercial, sont d'ailleurs moins pratiques pour les émissions d'amateurs. Celles-ci exigent, en effet, que l'émetteur ne soit pas à fréquence fixe, mais plutôt variable à volonté.

La raison de tout cela repose, nous le savons, sur le fait que chaque amateur ne possède pas en propre une fréquence d'émission, mais doit chercher un canal libre, chaque fois qu'il émet, et doit alors accorder sur ce canal son propre émetteur.

En cas d'emploi des cristaux de quartz, il faut disposer d'un grand nombre de ceux-ci, de fréquences légèrement différentes, et facilement commutables.

Dans le but de permettre l'accord continu sur toutes les bandes, les émetteurs pour amateurs sont munis d'un premier étage oscillateur de type particulier, celui-ci est d'habitude désigné par le sigle « VFO ». Cet-



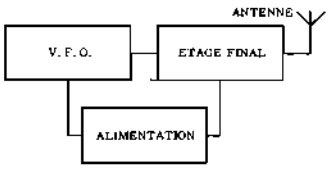


Fig. 1-A et B - Un oscillateur est, lui-même, un émetteur. L'énergie mise en jeu peut être considérable, mais cela, au détriment de la stabilité en fréquence, c'est pourquoi un semblable émetteur n'est pas autorisé par les règlements. En B, on voit la solution utilisée: on maintient à un bas niveau l'énergie de l'oscillateur et on augmente la puissance au moyen d'un étage amplificateur.

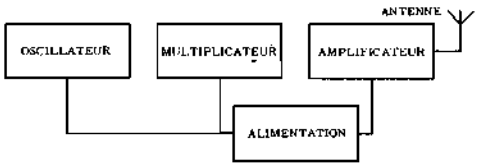


Fig. 1-C - Pour accroître encore la stabilité en fréquence, on fait travailler l'oscillateur sur une fréquence basse, ensuite, on la multiplie et enfin on amplifie. Evidemment, cela impose l'adjonction d'autres étages.

te dénomination dérive des initiales de l'expression anglaise « variable frequency oscillator » qui signifie oscillateur à fréquence variable. Le « VFO » peut être accordé à volonté, sur une fréquence quelconque comprise dans une gamme déterminée d'émission.

La fréquence d'accord est indiquée par une aiguille se déplaçant devant une échelle graduée spéciale.

OSCILLATEURS A FREQUENCE VARIABLE - « VFO »

La fréquence d'oscillation d'un circuit LC dépend exclusivement des valeurs de l'inductance et de la capacité. Afin d'assurer une bonne stabilité à la fréquence présente à la sortie du « VFO », il est par conséquent nécessaire de prendre des précautions particulières, pour que ces valeurs ne subissent aucune modification pendant le fonctionnement de l'émetteur.

Parmi les phénomènes qui peuvent provoquer des variations de la valeur de l'inductance d'une bobine nous rappelons, avant tout, la dilatation, sous l'influence d'un échauffement progressif qui, nous l'avons déjà vu, peut être dû à la présence d'éléments qui dégagent de la chaleur, comme par exemple, les tubes, les résistances et les transformateurs.

De tout cela il en résulte un phénomène lent de déviation de la fréquence d'oscillation qui, pour être éliminé, exige des soins particuliers dans le calcul de la valeur des éléments et dans la disposition de ceux-ci.

Dans la plupart des montages oscillateurs, la capacité d'accord est constituée par un condensateur monté entre la grille du tube et la masse.

Nous le savons, chaque tube présente inévitablement des capacités interélectrodes, quelques unes de ces dernières constituent une capacité parasite entre la grille et la masse, qui s'ajoute à celle du condensateur d'accord. Les capacités interélectrodes des tubes dépendent surtout des tensions existant sur les diverses électrodes.

Cela signifie que des variations, même réduites, des variations des tensions d'alimentation, peuvent provoquer des changements dans la valeur de la capacité totale d'accord et par suite, une dérive en fréquence de l'oscillateur.

A la sortie de l'étage oscillateur est appliquée une charge, constituée par le circuit d'entrée de l'étage suivant. Cette charge comporte, à la fois, des composantes résistives et réactives dont les variations en changeant la phase de la tension d'entretien, se répercutant directement sur la fréquence de l'oscillation.

Parmi les autres causes possibles d'instabilité des circuits des « VFO », nous citerons encore une fois les causes d'origine mécanique.

A ce propos, il faut distinguer les petits mouvements accidentels, par exemple ceux qui sont provoqués par l'opérateur malgré lui, des vibrations qui présentent un caractère périodique. Parmi toutes les causes de vibrations, nous citerons en premier lieu, les noyaux des transformateurs d'alimentation, spécialement s'il ne sont pas fixés bien solidement, et le haut-parleur du récepteur.

Les mouvement accidentels peuvent provoquer des déviations momentanées, qui ne présentent aucune gravité tandis que les vibrations provoquent souvent des « modulations » parasites du signal à radiofréquence et, par conséquent, elles doivent être scrupuleusement évitées.

La **figure 2** représente quelques circuits particuliers qui sont utilisés couramment comme oscillateurs caractéristiques dans les « VFO ». Ils sont conçus de façon à réduire au strict minimum possible les causes de dérive en fréquence, particulièrement l'effet de la variation des capacités interélectrodes des tubes. Le montage A est du type « ECO », tandis que les montages B et C sont du type « Clapp » (le premier à accord parallèle et le second à accord série).

Le montage « ECO » de la figure 2-**A** a déjà été examiné dans la leçon n° 67 à la page 533. Nous lecteurs voudront bien s'y reporter.

Le montage « Clapp » (figure 2-**B**), quant à lui, dérive à la fois de l'oscillateur « ECO » et de l'oscillateur

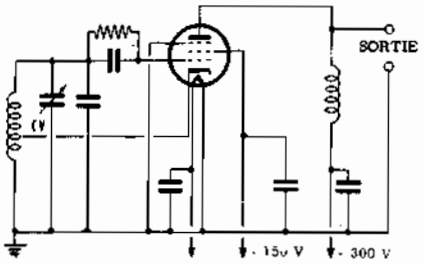


Fig. 2-A - Oscillateur « ECO », souvent employé comme premier étage d'un « VFO ». Pour réduire au minimum l'influence des variations des capacités parasites, on adopte d'autres valeurs capacitives pour l'accord.

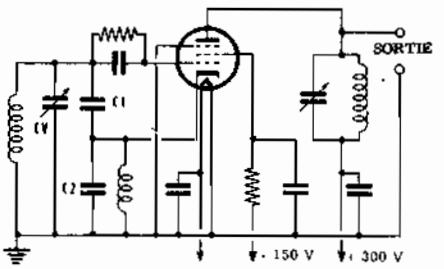


Fig. 2-B - Oscillateur « CLAPP » à accord parallèle pour « VFO ». La différence avec le montage A réside dans le fait que la prise de réaction est faite sur un diviseur capacitif, au lieu de l'être sur un diviseur inductif. A ce point de vue, le montage dérive du montage « Colpitts ».

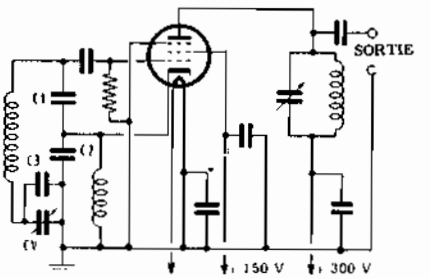


Fig. 2-C - Oscillateur « CLAPP » à accord série. Contrairement aux deux cas précédents le rapport L/C est bas, ce qui permet une plus haute stabilité de fréquence, étant donné le courant plus faible.

« Colpitts ». La prise sur la bobine est en effet, réalisée au moyen d'un diviseur de tension capacitif, constitué par les condensateurs C1 et C2. Les capacités de ces condensateur sont très grandes devant les capacités interélectrodes des tubes; elles sont de l'ordre du nanofarad (plusieurs milliers de pF).

C'est pour cette raison que l'oscillateur « Clapp » est très stable.

De plus, on utilise des circuits oscillants dont le facteur de qualité Q est le plus élevé possible; ce que l'on obtient:

a) Pour les montages 2A et 2B (circuits à accord parallèle) en donnant une grande valeur au rapport L/C, c'est-à-dire en prenant un condensateur de grande capacité. En effet, le facteur Q d'un CO parallèle est donné par la formule:

$$Q = R_P \sqrt{L/C}$$

R_P étant la résistance équivalente à l'impédance Zo à la résonance du circuit;

b) Pour le montage de la figure 2-C (circuit à accord série), en donnant au rapport L/C une valeur élevée, c'est-à-dire en prenant un condensateur de faible capacité. En effet, le facteur Q (coefficient de surtension) d'un circuit oscillant série est donné par la formule:

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

R étant la résistance en haute fréquence de la bobine.

Nous venons de voir les causes principales de déviation de fréquence et quelques montages aptes à les éliminer ou à les affaiblir. Considérons maintenant un autre phénomène dont l'origine et l'effet sont différents, bien qu'il puisse paraître, à première vue, similaire. Examinons les figures 2-A, 2B et 2C. Comme on peut le voir, il s'agit d'oscillateurs dont le circuit de charge (circuit anodique) est lui aussi, accordé. Toutefois, le circuit de plaque est, pour plus de simplicité, accordé sur une fréquence fixe tandis que le circuit de grille est à accord variable, afin de permettre la production d'oscillations à la fréquence voulue. Cela ne comporte pas les inconvénients que l'on pourrait supposer, parce que les bandes d'amateurs sont très étroites et, par conséquent, il suffit d'accorder le circuit de charge sur la fréquence centrale de la bande pour obtenir un fonctionnement satisfaisant.

Ce faisant, on élimine la nécessité d'employer un second condensateur variable, en plus de celui du circuit de grille.

Cette disposition présente toutefois un inconvénient: lorsqu'on désire obtenir une fréquence d'oscillation située à l'extrémité d'une bande et que l'on accorde en conséquence le circuit de grille, celui d'anode reste accordé sur la fréquence centrale, c'est-à-dire sur une fréquence légèrement différente.

Il s'ensuit que la fréquence du circuit oscillateur est partiellement influencée et elle a tendance à se déplacer vers celle sur laquelle est accordé le circuit de charge. Cela n'a rien à voir avec les déviations de fréquence dont nous avons parlé précédemment, étant donné que cette fois, il s'agit d'un déplacement constant.

Les désaccords du circuit de grille montionnés ci-dessus dus au circuit accordé de sortie, n'engendrent pas de difficultés à l'émission ni à la réception. Toutefois, si on désire l'éliminer, il existe deux méthodes également bonnes.

La première, qui est aussi la plus simple, consiste à accorder le circuit d'oscillation sur une fréquence égale à la moitié de la fréquence de travail sur laquelle est accordé le circuit de charge. L'étage devient alors, à la fois, oscillateur et doubleur de fréquence.

De cette façon, les fréquences d'accord des deux circuits (de grille et de plaque) ne sont plus voisines entre elles et, par conséquent, l'influence réciproque devient négligeable. Il faut cependant remarquer que cette disposition amène une forte atténuation de la tension de sortie, parce qu'on se sert uniquement de la seconde harmonique du signal engendré, dont l'amplitude est beaucoup plus faible que celle de la composante fondamentale.

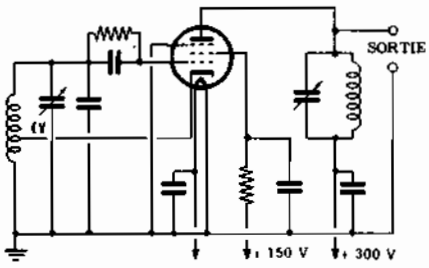


Fig. 3 - Si le circuit de sortie est accordé, il peut influencer négativement le circuit de grille: pour éviter cela, on a recours, quelquefois, à une charge anodique apériodique.

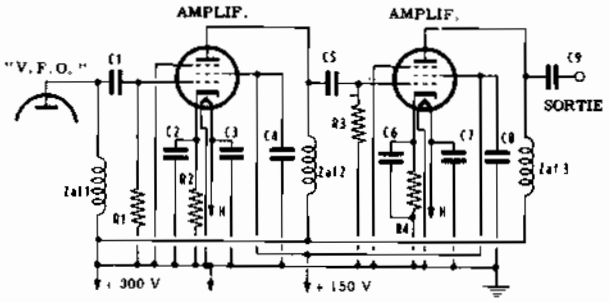


Fig. 4 - Si l'oscillateur précédent est suivi d'amplificateurs à circuits accordés, il est nécessaire d'intercaler, entre la sortie de l'oscillateur et l'entrée du premier étage amplificateur, un étage séparateur. Celui de la figure comporte deux tubes.

Une seconde méthode consiste à employer des oscillateurs dont le circuit de sortie est apériodique (non accordé). Un cas classique est représenté par la **figure 3**. Il s'agit d'un oscillateur « ECO ». Ainsi, avec un tel montage, la tension de sortie ne subit aucune diminution importante. Toutefois, on doit introduire un étage séparateur entre la sortie de l'oscillateur et l'entrée du premier étage amplificateur. Sans l'étage séparateur, on obtient également une influence du circuit d'entrée de l'amplificateur sur la fréquence d'oscillation.

La **figure 4** représente le schéma de principe des étages qui suivent un oscillateur dont le circuit de sortie est non accordé.

« VFO » à battements

Considérons à nouveau le problème de la stabilité en fréquence des émetteurs, mais cette fois d'un autre point de vue, celui de la puissance de sortie de l'oscillateur et de la valeur de la fréquence d'oscillation.

L'emploi d'oscillateurs à faible puissance de sortie est avantageux, parce qu'il est alors possible d'utiliser des éléments (bobines, résistances, etc.) de dimensions réduites, sans aucun danger d'échauffement. Même le tube chauffe moins.

Il est donc évident que le premier avantage réside dans une diminution du phénomène de déviation de fréquence, dû à l'échauffement graduel des éléments.

En plus de cela, il faut considérer que lorsque les éléments sont très petits, ils peuvent être plus facilement soustraits aux influences extérieures aussi bien de nature électrique (au moyen de blindage adéquats) que mécanique (parce que les montages sont plus rigides et compacts).

La seconde qualité requise se rapporte à la fréquence d'oscillation. Plus celle-ci est basse, plus les valeurs de l'inductance et de la capacité nécessaires pour accorder le circuit oscillant sont élevées. Cela comporte l'avantage de rendre le circuit moins sensible aux variations de capacité (d'accord et interèlectrodes) et d'inductance dues à l'instabilité des tensions d'alimentation, aux variations de température et aux vibrations mécaniques transmises par l'air ou les supports. L'amplification des étages successifs étant suffisante pour obtenir la puissance de sortie désirée, l'emploi d'oscillateurs de faible puissance, ne crée aucun problème tandis qu'il n'est pas aussi facile d'obtenir des fréquences d'oscillation très basses. C'est pourquoi l'on emploie le « VFO » à battements.

Il existe deux oscillateurs, l'un est à fréquence variable et fonctionne sur une fréquence plutôt basse (par exemple, entre 1 000 et 1 500 kHz) et l'autre est à fréquence fixe plus élevée. Le battement entre les signaux provenant des deux oscillateurs se produit dans l'étage à la différence des deux fréquences (ou à la somme). Ce dernier étage est suivi d'un étage séparateur et d'un étage amplificateur.

L'avantage qu'on obtient est facilement compréhensible, si l'on songe que l'oscillateur variable travaille sur une fréquence basse et, par conséquent, n'est pas soumis à de fortes déviations.

L'oscillateur fixe peut être du type à quartz et, donc ce cas, est très stable. Les avantages que le VFO à battements présente sur le VFO de type normal peuvent être résumés comme suit:

a) Stabilité en fréquence de degré égale à celle que l'on obtient avec les oscillateurs à quartz (à fréquence fixe).

b) Lecture facile et précise de la fréquence de travail sur le cadran, même dans les bandes de fréquence plus élevée.

c) Possibilité d'introduire avec facilité le système « break-in » (interruption complète de l'émission pendant la réception) sans qu'il puisse se produire d'instabilité à la reprise de l'émission.

Stabilité de fréquence. - Dans le cas où l'on désire utiliser un oscillateur variable à fréquence basse (et nous avons déjà mis en évidence son utilité), on peut faire appel à deux solutions différentes afin d'élever la fréquence du signal jusqu'à l'obtention de celle d'émission: la multiplication de fréquence ou la conversion de fréquence.

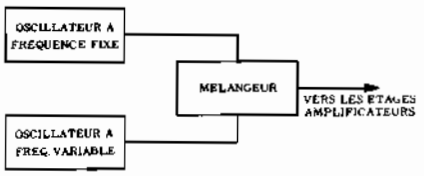


Fig. 5 - « VFO » à battements.

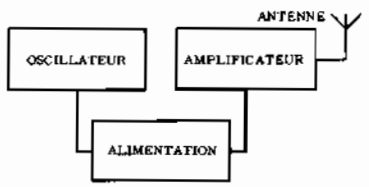


Fig. 6 - Les étages classiques d'un émetteur de radio-amateur.

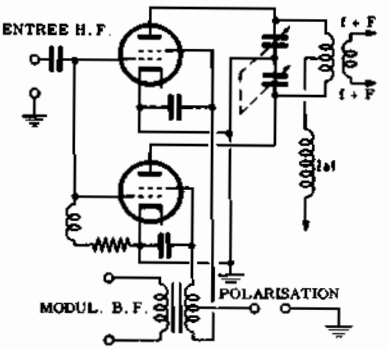


Fig. 7-A - Modulateur équilibré, pour la suppression de la porteuse.

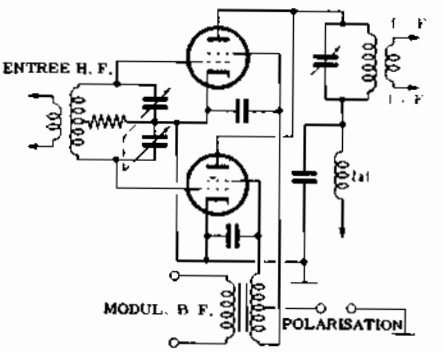


Fig. 7-B - Montage équivalent au précédent, mais avec la sortie en parallèle.

Considérons d'abord la première méthode et prenons un exemple: supposons que la fréquence de l'oscillateur variable soit comprise entre 1 166 et 1 233 kHz et, au moyen d'un premier étage multiplicateur, multiplions cette fréquence par 3. On obtient la gamme allant de 3,5 à 3,7 MHz. Ensuite, au moyen d'une suite d'étages doubleurs, il est possible d'obtenir toutes les bandes successives, allant de 7 à 7,4 MHz, de 14 à 14,8 MHz et enfin de 28 à 29,6 MHz.

Si, au contraire, on emploie la méthode de la conversion de fréquence, on peut opérer par exemple, de la manière suivante.

L'oscillateur variable peut être choisi de manière à couvrir la gamme allant de 1 000 à 1 500 kHz. En mélangeant cette fréquence avec celle provenant de l'oscillateur à quartz à fréquences fixes ayant des valeurs respectivement de 2,5 MHz, 6 MHz, 13 MHz et 27 MHz (cette dernière peut être obtenue au moyen d'un quartz de 9 MHz, accordé sur la 3e harmonique), on obtient les bandes suivantes:

— de 3,5 MHz à 4 MHz,

— de 7 MHz à 7,5 MHz,

— de 14 MHz à 14,5 MHz,

— de 28 MHz à 82,5 MHz.

En comparant ces bandes avec celles obtenues par la méthode précédente, on peut noter que le résultat est bien différent.

Avec ce dernier système la largeur des bandes reste constante dans les quatre cas, tandis qu'avec le système de multiplication de fréquence la largeur de bande est minimum dans la gamme de fréquence la plus basse et double en même temps que la fréquence.

Ce qui se passe avec les variations de fréquence nécessaires à l'obtention des bandes, se repète avec les variations de fréquence indésirables. Il s'ensuit qu'en utilisant des étages multiplicateurs, les déviations de fréquence sont aussi multipliées, et prennent, de ce fait, une importance considérable. En utilisant, au contraire, les « VFO » à conversion, ces déviations restent constantes sur toutes les gammes, c'est-à-dire égales à celles (très faibles) que l'on obtient à la sortie de l'oscillateur variable.

Afin d'éclaircir cette idée, prenons un exemple assez simple. Supposons que l'oscillateur à fréquence variable soit accordé sur 1 200 kHz et que, par suite du phénomène de déviation, la fréquence varie de 1 kHz, atteignant 1 201 kHz. Si on emploie le système de la multiplication de fréquence, le déplacement de fréquence monte à 3 kHz dans la bande de fréquence la plus basse, (3 603 kHz au lieu de 3 600) et successivement à 6 kHz (7 206 kHz au lieu de 7 200), à 12 kHz (14 412 au lieu de 14 400) et, dans la bande de fréquence la plus élevée, à 24 kHz (28 824 au lieu de 28 800).

Si, au contraire, on emploie la méthode de conversion, le déplacement de fréquence reste, dans toutes les bandes, de 1 kHz, comme nous allons le démontrer. La première bande est obtenue en mélangeant le signal provenant de l'oscillateur variable avec un signal à fréquence fixe de 2,5 MHz; on obtient donc un signal à 3,701 MHz, qui diffère de la valeur exacte, 3,700 MHz, de 1 kHz seulement.

De même, dans les bandes successives la fréquence de travail étant donnée par la somme de la fréquence 1,201 MHz et des fréquences exactes de 6 MHz, 13 MHz, et 27 MHz, reste toujours déplacée de 1 kHz seulement par rapport à la valeur désirée. Comme on le voit, par la méthode de conversion, le phénomène de déviation de fréquence est notablement diminué.

Précision de lecture des échelles. - De tout ce que nous venons de dire concernant l'extension des bandes, obtenue au moyen de la méthode de conversion, il résulte qu'une même échelle graduée est suffisante pour toutes les bandes, étant donné que celles-ci ont toutes la même largeur. De plus, la précision de lecture reste (toujours pour la même raison) également constante dans toutes les bandes.

Dans le cas de la multiplication de fréquence, au

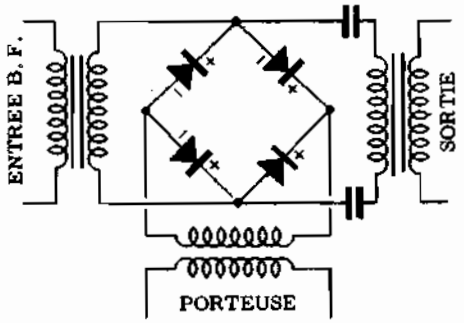


Fig. 8-A Modulateur équilibré en anneau, employant des diodes.

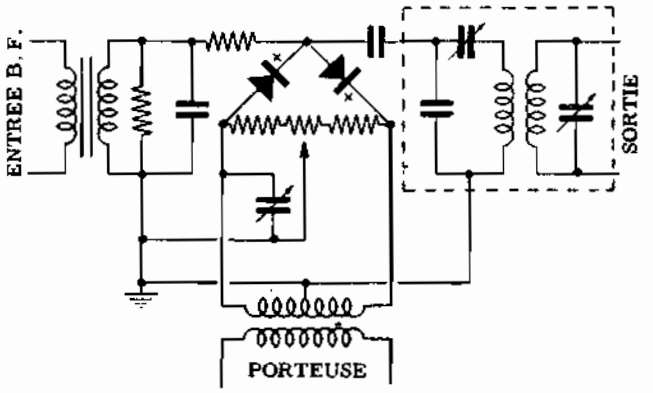


Fig. 8-B - Autre schéma de modulateur équilibré, recommandé pour l'emploi avec un filtre passe-bande à quartz. Le potentiomètre permet l'équilibrage, ainsi que la capacité variable.

contraire, la précision est excellente dans la première bande, parce que celle-ci est très étroite, mais elle descend progressivement dans les bandes suivantes et il n'est pas possible d'utiliser une seule échelle, parce que les quatres bandes ont chacune une largeur différente.

Fonctionnement en « break-in ». - Dans les communications en « graphie », il est nécessaire qu'avec le manipulateur levé, c'est-à-dire pendant que l'on reçoit, l'émetteur soit complètement débranché, autrement on risquerait d'entendre le signal indésirable, avec pour conséquence de fortes perturbations ou l'impossibilité absolue d'écoute.

Pour que cette perturbation ne puisse se manifester, il est nécessaire que l'étage final de l'émetteur ainsi que tous les étages précédents, soient coupés; même l'oscillateur car celui-ci rayonne et bien que le signal qu'il délivre soit faible, peut, étant donné la courte distance, troubler le récepteur.

D'après ce que nous venons de dire, il semble qu'il soit nécessaire d'insérer le contrôle de manipulation dans l'étage oscillateur; toutefois, cela n'est pas à conseiller parce que, nous le savons déjà, ce procédé est nuisible à la stabilité en fréquence.

A l'aide du « VFO » à battements, il est facile de solutionner ce problème. En effet, aucun des deux oscillateurs (ni celui à fréquence fixe, ni l'autre à fréquence variable) ne possède une fréquence égale à celle d'émission (ou de réception) et, par conséquent, ces deux circuits peuvent fonctionner pendant la réception. Le circuit de manipulation peut, par conséquent, être inséré dans l'un des étages suivants, par exemple dans le mélangeur.

Les autres étages de l'émetteur

Actuellement, étant donné le nombre toujours plus important des radio-amateurs dans le monde, les groupes « VFO » sont construits industriellement et existent dans le commerce déjà accordés et avec tous les étages successifs (séparateur et amplificateur) de façon qu'il soit suffisant, pour construire un émetteur complet, d'ajouter à un « VFO » uniquement l'étage final de puissance et l'étage d'alimentation (ou dans le cas de la « phonie » le modulateur). Le schéma - blocs d'un émetteur que les radio-amateurs construisent normalement est représenté par la **figure 6**.

Nous ne nous occupons pas d'une manière particulière des étages amplificateurs finaux et d'alimentation, parce qu'ils ne présentent pas de différences importantes par rapport à ceux que l'on utilise dans les émetteurs professionnels et aussi, parce que nous donnerons exemples pratiques dans la leçon suivante. Il en est de même pour les modulateurs, exception faite, toutefois, de la fréquence de modulation maximale qui selon la loi ne peut dépasser 3,5 kHz (dans le cas de la modulation d'amplitude). Cette mesure est prise dans le but de limiter à 7 kHz la largeur maximum de la bande occupée.

Une particularité digne d'être notée des émetteurs d'amateurs, est la présence de nombreux circuits de commutation, qui sont nécessaires pour passer de la modulation (« phonie ») à la manipulation (« graphie ») et de position « émission » à la position « réception ». Cette dernière commutation supprime le couplage de l'émetteur à l'antenne pendant les intervalles de réception et commute celle-ci à l'entrée du récepteur, afin de n'utiliser qu'une seule antenne pour l'émission et la réception.

COUPLAGE de l'EMETTEUR à l'ANTENNE

Le tube final de l'émetteur doit être chargé avec une impédance de valeur convenable si l'on veut obtenir le maximum de puissance haute fréquence. Une telle impédance est élevée par rapport à l'impédance caractéristique des lignes de transmission; celles-ci pouvant être apériodiques ou accordées. Par conséquent, un transformateur d'impédance, branché entre le tube et la ligne est absolument nécessaire.

Etant donné qu'un tel transformateur est accordé sur la fréquence de travail de l'émetteur, il fonctionne aussi comme un filtre d'atténuation des harmoniques. Un

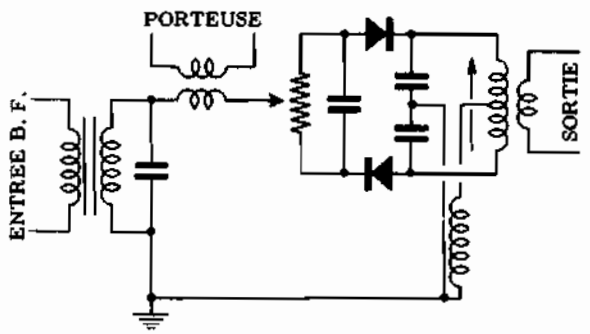


Fig. 8-C - Encore un autre schéma de modulateur équilibré. La porteuse doit induire dans le circuit 2 ou 3 volts HF. La sortie est accordée sur la porteuse. Le potentiomètre permet d'équilibrer le système.

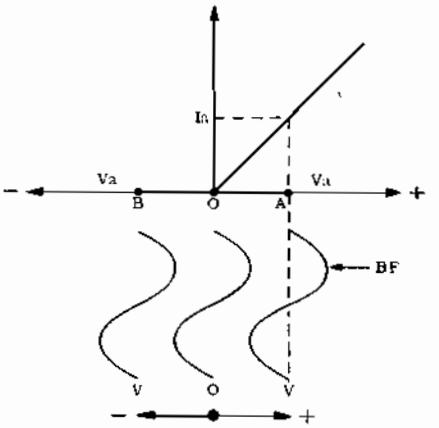


Fig. 9 - Fonctionnement des diodes du modulateur en anneau. Ces dernières fonctionnement à la manière d'un inverseur (inverseur électronique) manoeuvré au rythme de la fréquence porteuse. La résultante à la sortie du 2° transformaateur est constituée par les bandes latérales de modulation.

circuit typique qui réalise la transformation d'impédance désirée, est celui dit en « π », ainsi nommé parce que son symbole graphique ressemble à la lettre grecque π.

Il s'agit d'un circuit à accord parallèle dans lequel le condensateur est divisé en deux sections séparées, de valeur différente, dont le point commun est relié à la masse tandis que les extrémités de la bobine sont reliées, l'une au tube final, à travers un condensateur de blocage de la tension d'alimentation de l'anode, et l'autre à la ligne de transmission. Des deux condensateurs, le premier, celui qui se trouve du côté de la plaque est le condensateur d'accord tandis que le second, du côté de la ligne, est le condensateur de couplage. Dans la leçon suivante ayant trait à un émetteur de radio-amateurs, nous verrons une application de ce circuit.

EMISSION à BANDE LATERALE UNIQUE (B.L.U.)

L'innovation la plus importante dans la technique de l'émission d'amateurs, pendant ces dernières années, se rapporte à l'adoption de l'émission à bande latérale unique (BLU), c'est-à-dire par suppression de l'une des deux bandes latérales de modulation qui est accompagnée en outre de celle de l'onde porteuse. Un tel système d'émission est possible, parce que, d'une part, seules les bandes latérales portent l'empreinte du signal de modulation et, d'autre part, ce signal est contenu entièrement dans chacune des deux bandes latérales.

Ce système est excellent. Ses avantages peuvent être résumés comme suit:

1°) Accroissement du gain en puissance à l'émission, donc, du rendement. En effet, la puissance de l'onde porteuse est au moins égale aux 2/3 de la puissance totale de l'onde modulée à 100%. Du fait de la suppression de l'onde porteuse et de l'une des deux bandes latérales, cette puissance peut être reportée sur la bande latérale subsistante; d'où un gain théorique de puissance égal à 4;

2°) Réduction très importante du phénomène d'interférence à la réception, due à la suppression de l'une des bandes latérales;

3°) Amélioration, toujours à la réception, du rapport signal/bruit de fond, du fait que la bande passante des circuits peut être réduite de moitié.

Voyons maintenant comment l'onde porteuse peut être éliminée.

Suppression de la porteuse

La technique employée ordinairement pour supprimer la porteuse repose sur un modulateur spécial dit « équilibré ».

Le but du modulateur équilibré consiste à faire en sorte que la porteuse qui est appliquée à l'entrée ne puisse apparaître à la sortie, les bandes latérales étant seules, présentes.

Examinons le circuit de la figure **7-A**. Il s'agit d'un étage constitué par deux tubes, dont la sortie est symétrique. Le même résultat peut être obtenu avec les deux entrées symétriques et la sortie en parallèle, comme il est indiqué par la figure **7-B**.

Au point de vue efficacité, les deux circuits sont également satisfaisants. Les schémas de la figure 7 se rapportent à une modulation par la grille écran; toutefois, on peut utiliser, avec des résultats également bons, la modulation par l'anode ou par la grille de contrôle.

En l'absence du signal de modulation, on n'obtient, à la sortie, aucun signal haute fréquence, cela parce que les courants qui parcourent les deux branches du circuit de charge sont égaux et opposés et, par conséquent, s'annulent.

En présence du signal de modulation, cet équilibre n'existe plus parce que les tensions correspondantes sont appliquées au modulatuer en opposition, et l'une des branches du circuit de charge conduit alors un courant plus intense que l'autre. Etant donné que ce qui se passe à l'intérieur de ce modulateur est, dans une certaine mesure, analogue à ce qui se passe dans l'étage mélangeur d'un récepteur superhétérodyne, il est facile de comprendre qu'en sortie on obtiendra la

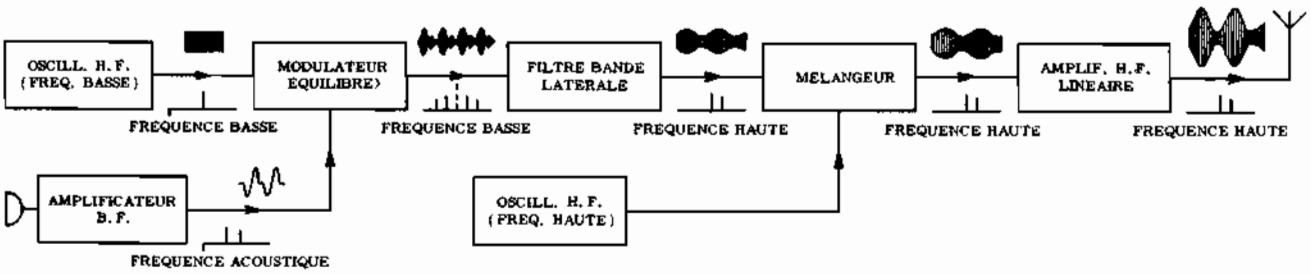


Fig. 10-A - Schèma-blocs représentant un émetteur « BLU ». Le modulateur équilibré qui supprime la porteuse fait suite à un oscillateur qui fonctionne sur une fréquence relativement basse. Ensuite, un filtre élimine une des bandes, après quoi on effectue un mélange avec le signal d'un autre oscillateur (à fréquence élevée), selon la technique du « VFO » à battements.

somme et la différence des fréquences, c'est-à-dire les bandes latérales.

Les modulateurs équilibrés de la figure 7 sont utiles pour comprendre le principe de fonctionnement, mais ils sont rarement utilisés en pratique. Actuellement, on préfère adopter les modulateurs équilibrés à diodes redresseuses, dont la **figure 8** représente trois exemples.

Dans le circuit A (modulateur en anneau), les diodes sont montées de sorte qu'en l'absence de modulation, le système soit en équilibre. Dans ces conditions, aucun signal à haute fréquence n'apparaît à la sortie. Lorsqu'on applique une tension basse fréquence de modulation le pont est déséquilibré de sorte que les bandes latérales apparaissent à la sortie.

Dans les modulateurs à diodes, afin que la distorsion obtenue soit minimale, la tension à haute fréquence doit avoir une amplitude six à huit fois supérieure, à celle de modulation.

Normalement, la tension à haute fréquence est de l'ordre de quelques volts et celle de modulation, d'une fraction de volt.

Dans ces conditions, l'amplitude de l'onde porteuse, déplace le point de fonctionnement d'une diode en B sur la caractéristique statique Ia = f (Ua). Les diodes étant ainsi bloquées, aucun signal HF n'apparaît à la sortie en l'absence de modulation. Par contre, l'amplitude du signal de modulation déplace le point de fonctionnement en A (**figure 9**) et les diodes sont conductrices.

L'onde porteuse étant supprimée à l'émission, il est nécessaire de la reconstituer à la réception, au moyen d'un oscillateur local, calé très exactement sur la fréquence de celle-ci.

Suppression d'une bande latérale

Les émetteurs d'amateurs n'emploient pas le système de modulateurs à suppression totale de la porteuse, toutefois, les explications précédentes étaient indispensables pour comprendre le principe de fonctionnement des émetteurs « BLU ». Comme nous l'avons déjà dit, dans ces derniers, en plus de la suppression **partielle** de la porteuse, on effectue l'élimination d'une des bandes latérales, sans que cela puisse porter préjudice en quoi que ce soit à l'intégrité du signal de modulation.

Deux exemples de schémas-blocs d'émetteurs « BLU » sont représentés par la **figure 10**. L'un, (figure **10-A**) repose sur l'emploi d'un filtre passebande ayant des caractéristiques suffisamment sélectives pour laisser passer l'une des deux bandes latérales, en éliminant l'autre.

De tels filtres peuvent être facilement réalisés seulement pour des fréquences basses de l'ordre de 20 kHz (filtres normaux) et de 5 kHz (filtres à quartz).

On part d'une oscillation de fréquence relativement basse, pour obtenir un signal de fréquence plus élevée. Le signal, après avoir été modulé (par suppression de la porteuse) et avoir passé à travers le filtre (pour l'élimination d'une bande latérale), est mélangé avec un signal à fréquence fixe de valeur adéquate, suivant la technique que nous avons rencontrée dans les « VFO » à battements.

Après l'étage mélangeur, on peut noter un amplificateur, lequel doit être linéaire (classe A ou classe B), afin de ne pas introduire la distorsion.

Lorsque la fréquence initiale du « VFO » est de l'ordre de quelques MHz, une seule conversion de fréquence est suffisante. Lorsqu'au contraire elle est de l'ordre de 500 kHz, on préfère adopter une double conversion, afin d'éliminer la possibilité de transmettre à l'antenne la fréquence image. Le problème de la fréquence image a, dans le cas des émetteurs « BLU », une importance plus grande que dans le cas des récepteurs; c'est pourquoi il est nécessaire que la fréquence de l'oscillateur de battement soit bien différente de celle de l'émission.

Un second système de modulation pour émissions en « BLU » est représenté par la figure **10-B**; il est basé sur la relation de phase existant entre la porteuse et les bandes latérales d'un signal modulé.

Comme on peut le noter sur le schéma-blocs, aussi

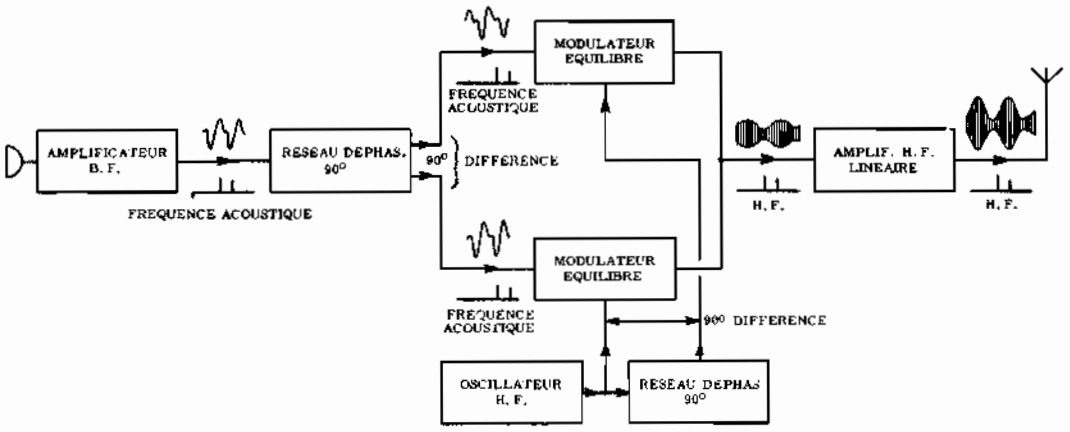


Fig. 10-B - Autre type d'émetteur « BLU ». Il comporte deux modulateurs équilibrés: à l'un est appliquée une paire de signaux à HF et à l'autre une paire de signaux BF (déphasés de 90°). Les modulateurs suppriment la porteuse tandis qu'une bande latérale est éliminée dans le circuit de sortie où les signaux proviennent des deux modulateurs équilibrés, en opposition de phase.

bien le signal à haute fréquence que celui à fréquence basse sont divisés en deux composantes égales mais déphasés entre elles de 90°. Deux modulateurs équilibrés sont nécessaires: à l'un d'eux est appliquée une paire de signaux tandis que l'autre paire est appliquée au second modulateur.

La porteuse est supprimée à l'intérieur de chacun des deux modulateurs tandis qu'une des bandes latérales est éliminée dans le circuit de sortie, parce que les signaux relatifs, provenant des deux modulateurs, sont en opposition de phase. Si les modulateurs équilibrés ont une puissance suffisante, le signal peut être envoyé directement à l'antenne; dans le cas contraire, il est nécessaire d'intercaler un amplificateur qui doit être, cette fois, linéaire.

Si on réalise un réglage soigné, les deux méthodes sont excellentes. A l'actif de la méthode qui utilise un filtre passe-bande, on peut mettre la mise au point, qui est plus facile, sans que l'on ait recours à l'emploi d'un oscilloscope; pour l'alignement des circuits, un voltmètre à lampe est suffisant.

Le système de déphasage présente, par contre, l'avantage de ne pas nécessiter de circuits de conversion, parce que la modulation peut être effectuée directement à la fréquence de l'émission. Par contre, la mise au point est plus difficile, puisque pour obtenir un bon résultat, il faut que les déphasages soient exactement de 90°.

Comme nous l'avons déjà dit, dans les émetteurs « BLU » le « VFO » oscille souvent à une fréquence différente de celle de l'émission et des changements de fréquence sont nécessaires. Ceux-ci se réalisent de la même manière que dans les récepteurs superhétérodynes. Il s'agit, en substance, de produire une seconde oscillation et de la mélanger à celle provenant du « VFO ».

Le seul cas où la technique de conversion diffère de celle utilisée dans les récepteurs, se manifeste lorsque la fréquence de l'oscillateur de battement est voisine de celle de l'émission.

Dans ces conditions, les circuits accordés qui suivent ne sont plus suffisants pour éliminer complètement le signal de battement, qui pourrait, par conséquent, être transmis au circuit d'antenne après avoir été amplifié. Cela doit absolument être évité, parce que des perturbations, dues à l'interférence de ce signal avec d'autres émissions, pourraient se produire.

Afin d'éliminer complètement le signal de battement, on fait appel aux modulateurs équilibrés du même genre que ceux que nous avons décrits à propos de l'élimination de la porteuse.

Comme dans ce dernier cas les modulateurs éliminent le signal d'entrée (porteuse) en laissant passer les bandes latérales, ils éliminent de même ici le signal provenant de l'oscillateur de battement (qui est comparé au signal d'entrée), tout en laissant passer le signal somme, ou le signal différence, qui représente les deux bandes latérales.

Pour augmenter la puissance des signaux « BLU », on ne peut pas utiliser des amplificateurs fonctionnant en classe C, parce que ces derniers provoquent des distorsions du signal de modulation. Les amplificateurs aptes à cet emploi sont ceux du type linéaire, c'est-à-dire qu'ils fonctionnent en classe A ou, au maximum, nous le verrons, en classe B.

Pour obtenir la linéarité, il faut régler soigneusement les conditions de fonctionnement de l'étage, de façon que même pour les crêtes négatives du signal d'entrée, le tube ne puisse jamais se bloquer.

Comme déjà expliqué, il est aussi possible d'employer un amplificateur classe B. Cela semble contraster avec tout ce que nous avons appris dans les leçons consacrées à l'étude de l'amplification, où nous avons affirmé que les étages en classe B ne sont pas linéaires.

Effectivement, si l'on considère chaque cycle du signal haute fréquence modulé, on remarque qu'il est affecté de distorsions notables après avoir passé à travers un étage classe B. Toutefois, l'effet de « volant » du C.O. d'anode rétablit intégralement l'alternance correspondant à l'excitation négative de la grille de commande.

Leçon n° 134

CONSTRUCTION d'EMETTEURS pour AMATEURS

Avec les pièces détachées qui sont actuellement disponibles dans le commerce, il est possible de réaliser de nombreux émetteurs aptes à effectuer des émissions d'amateurs. Toutefois, avant d'entreprendre une construction de ce genre, il est toujours nécessaire d'évaluer exactement l'expérience acquise et, dans le cas où l'on n'a aucune expérience, il faut commencer par un émetteur simple et de mise au point facile: il sera ainsi possible d'acquérir l'expérience qui permettra à l'amateur de construire des appareils plus compliqués et naturellement, plus satisfaisant.

Dans cette leçon, nous décrirons deux émetteurs, le premier, relativement simple, est réalisable entièrement au moyen de pièces détachées; le second, par contre, représente déjà un émetteur de qualité optimale, en mesure de satisfaire la plupart des exigences d'un amateur. Etant donné sa complexité et l'impossibilite d'obtenir des résultats parfaits en le réalisant tout seul, nous avons prévu pour ce dernier émetteur l'emploi d'un « VFO », (cet étage est le plus critique) déjà monté et en partie, réglé: cela assure sans aucun doute de meilleurs résultats.

UN EMETTEUR SIMPLE à INDUCTANCES INTERCHANGEABLES

L'appareil que nous décrirons maintenant peut être construit à peu de frais et permet d'effectuer des liaisons excellentes, même à grande distance (à des milliers de kilomètres). Il s'agit d'un émetteur qui, en utilisant seulement deux tubes, fournit une puissance d'environ 25 watts, et peut fonctionner au moyen de bobines interchangeables, sur toutes les gammes de fréquences réservées aux amateurs.

En observant le circuit électrique représenté par la **figure 1**, on peut voir qu'il se compose d'un tube oscillateur 6AG7 et d'un tube de puissance 807. Le premier étage est un oscillateur à quartz (circuit Pierce modifié).

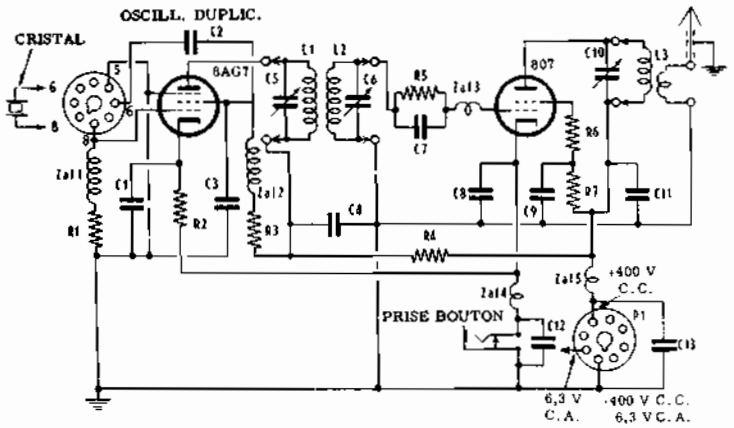
Le couplage entre cet étage et l'étage suivant est réalisé au moyen d'un transformateur HF, accordable de façon à laisser passer toute la bande réservée aux amateurs; on évite ainsi la nécessité de répéter les opérations de mise au point lorsqu'on fait varier, à l'intérieur d'une bande, la fréquence d'oscillation. Outre cela, la présence d'un couplage inductif permet de réduire notablement les harmoniques supérieures dans la gamme des « VHF ».

Le couplage entre le premier étage et l'étage final est réglé de façon à permettre la largeur désirée de la bande passante, après quoi il est fixé une fois pour toutes. En pratique, il est possible d'obtenir un réglage pour lequel l'excitation de grille du tube amplificateur reste à peu près constante pour une valeur quelconque de fréquence comprise dans la gamme choisie, tandis qu'elle diminue brusquement en dehors de cette gamme. Evidemment, un transformateur est nécessaire pour chaque bande et, si l'on veut émettre sur toutes les fréquences permises, chacun d'eux doit avoir sa propre bande passante, correspondant à la bande d'amateurs relative.

L'étage de sortie fonctionne directement sur la fréquence du signal qui provient de l'étage précédent, exception faite pour la gamme des 28 MHz (10 mètres), où il fonctionne en doubleur, le circuit de sortie étant accordé sur une fréquence double de celle du signal d'entrée.

L'inductance Zaf3 et la résistance R6 ont pour tâche de supprimer les oscillations parasites. La résistance de polarisation de grille du tube amplificateur, R5, est montée en série avec le circuit oscillant de grille: les caractéristiques du système de couplage (circuit accordé à transformateur) permettent, en effet, l'alimentation de la grille en série, évitant ainsi d'avoir recours à l'alimentation parallèle qui réduirait le Q du circuit. Zaf4 et C12, conjointement avec Zaf5 et C13, éliminent les fréquences harmoniques, déjà atténuées par le premier circuit accordé.

La tension d'alimentation anodique, qui peut être prélevée sur une alimentation ordinaire, peut varier de 300 à 450 volts. De la valeur de cette tension dépend celle de la puissance de sortie à haute fréquence qui est, avec une tension anodique de 400 V, de 25 W. Dans l'alimentation, il est nécessaire de disposer d'un second transformateur (séparé) pour le chauffage des filaments. Lorsqu'il s'agit de tubes à chauffage indirect, on a ainsi la possibilité de couper la tension anodique, si nécessaire, et de l'appliquer à nouveau, en obtenant le fonctionnement immédiat, c'est-à-dire sans la nécessité d'attendre que les cathodes aient atteint leur température de fonctionnement. Cela est particulière-



VALEURS des ELEMENTS

C1, C8, C9, = 0,01 µF céramiques.
C2 = 5 000 pF, céramique.
C3 = 25 pF, mica.
C4, C12, C13 = 1 000 pF, céramiques.
C5, C6 = trimmers, 30 picofarads.
C7 = 100 pF, mica.
C10 = Variable à air, 300 pF.
C11 = 1 000 pF, mica.
R1 = 47 kΩ, 0,5 watt.
R2 = 330 ohms, 1 watt.
R3 = 47 kΩ, 1 watt.
R4 = 10 000 ohms, 5 watts, à fil.
R5 = 22 kΩ, 1 watt.
R6 = 47 ohms, 0,5 watt.
L1, L2, L3 = Voir le texte.
Zaf1, Zaf2 = 2,5 millihenrys.
Zaf3 = 1,8 microhenrys.
Zaf4, Zaf5 = 7 microhenrys.

Fig. 1 - Circuit électrique de l'émetteur à bobines interchangeables. Le support « octal » existant à l'entrée peut, si nécessaire, être employé pour le branchement d'un « VFO »; autrement, entre les broches 6 et 8, il est possible d'insérer directement le cristal de quartz correspondant à la fréquence désirée. L1 et L2 constituent un transformateur HF. C10 accorde L3 sur la fréquence du cristal. Le second support « octal » (à droite), sert à relier l'alimentation.

L'appareil est apte aux émissions en « graphie », toutefois, si l'on veut, il peut être adapté à l'émission en « phonie » en le complètant avec un amplificateur basse fréquence; dans ce cas, le secondaire du transformateur de modulation, doit être branché en série avec l'alimentation anodique du tube 807, c'est-à-dire entre Zaf5 et R7.

ment utile pour arrêter le fonctionnement de l'émetteur pendant la durée de réception.

Afin d'éviter l'emploi d'une source de polarisation auxiliaire fixe à l'étage final, les deux étages sont manipulés; à cet effet le manipulateur est inséré dans le circuit de cathode des deux tubes. Comme nous l'avons vu précédemment il est, en effet, nécessaire de protéger le tube final des pointes de courant qui se produisent lorsque le potentiel de grille augmente durant le temps où l'émission est interrompue. Ce résultat est obtenu au moyen d'une polarisation automatique de cathode.

Nous faisons remarquer que cet émetteur, bien qu'il ait été étudié pour fonctionner en « graphie », peut, si l'on veut et comme nous le verrons par la suite, être complété par un amplificateur B.F. et un transformateur de modulation, de façon à effectuer des émissions excellentes, en « phonie » également. La puissance requise pour une modulation à 100% est d'environ 20 W, si l'on tient compte que le rendement de l'étage final est à peu près de 70%.

REALISATION

L'appareil peut être réalisé sur un châssis ayant les dimensions de 12 × 23 × 15 cm, divisé en sections pour séparer, au moyen d'un écran métallique, l'étage final de l'étage pilote. Evidemment, à cause de la température considérable développée par le tube 807, le châssis doit pouvoir permettre une certaine circulation d'air, afin d'assurer la stabilité de fréquence; de cette façon, on évite que la variation de température ne puisse se répercuter sur les caractéristiques physiques des éléments inductifs et capacitifs et sur celles du cristal.

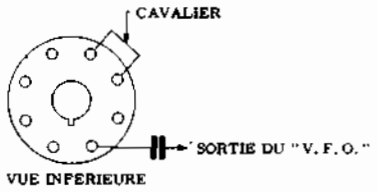
Toutes les bobines sont interchangeables, c'est-à-dire qu'elles sont réalisées sur des supports insérables dans les anciens culots de tubes hors d'usage, de la manière que nous avons suggérée pour la réalisation du récepteur simple à réaction décrit dans la leçon 131. Comme on le voit sur le schéma, un culot « octal » est fixé sur la partie arrière du châssis, auquel il est possible de connecter directement le cristal oscillant sur la fréquence voulue, ou bien la sortie d'un « VFO », selon la représentation de la **figure 2**. Pour ceux qui désirent construire un émetteur avec « VFO », nous conseillons toutefois celui qui est décrit dans la seconde partie de la leçon.

Le condensateur d'accord, monté en parallèle avec la bobine de charge anodique du tube final, doit être fixé sur le panneau avant et doit être situé au voisinage de la bobine L3. Evidemment, ce condensateur doit être complètement isolé de la masse. On obtient ce résultat au moyen d'un prolongateur d'axe en céramique.

La prise d'antenne qui doit être du type coaxial, ainsi que le câble relatif qui aboutit à la bobine de sortie, est installée sur la partie arrière du châssis. Afin que la longueur des connexions soit minimum, il est conseillé, de disposer le tube 6AG7 et le transformateur de couplage verticalement, sur la partie arrière du châssis et le tube 807, horizontalement, sous le châssis, de façon que le support soit vers le côté arrière, ce faisant, il sera plus facile de fixer la bobine d'ac-

cord (de plaque) et le condensateur variable, au voisinage du panneau avant.

Les éléments qui ont pour tâche de filtrer et de découpler les lignes d'alimentation en courant continu (Zaf4, Zaf5, C2 et C13), doivent être montés, autant que possible, au voisinage des points où ces lignes traversent les parois blindées du châssis.



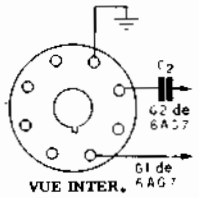


Fig. 2 - Support « octal » d'entrée, vu de dessous (à gauche) et de l'intérieur (à droite), prévu pour la connexion d'un « VFO » au lieu du cristal, le cavalier met en court-circuit les broches 5 et 6, c'est-à-dire relie G3 avec une borne de G2.

Le filtre pour la suppression des oscillations parasites (Zaf3), doit être connecté directement à la broche de grille du support du tube 807. R6, qui remplit une fonction similaire, est également reliée directement entre le contact correspondant à la grille-écran et un point de fixation isolé. Toutes les connexions d'alimentation, aussi bien des filaments que de la tension anodique, doivent être effectuées au moyen de câbles isolés, en prenant soin que le blindage extérieur soit en contact avec la masse aux deux extrémités de chaque connexion.

Pour permettre le fonctionnement sur les quatre bandes d'amateurs, trois transformateurs interchangeables fonctionnant sur les bandes des 80 mètres, des 40 mètres et des 20 mètres sont nécessaires. Pour le fonctionnement sur 10 mètres, le tube 807 fonctionne, nous l'avons dit, en doubleur de fréquence et en utilisant, par conséquent, le transformateur de la bande des 20 mètres. Remarquez qu'en employant le tube final comme doubleur, on obtient une puissance de sortie plus petite et, par conséquent, la puissance fournie par le transformateur sur 10 mètres est inférieure à celle que l'on obtient dans les autres bandes.

En ce qui concerne la bande passante des transformateurs, il faut tenir compte du fait suivant: les largeurs des bandes passantes du premier et du second transformateur de couplage doivent correspondre aux bandes d'amateurs des 80 mètres et des 40 mètres, respectivement. Elles doivent, par suite, être, l'une de 3,5 à 4 MHz et l'autre de 7 à 7,3 MHz. Le troisième transformateur, par contre, doit convenir non seulement à la bande de 14 à 14,6 MHz, mais aussi à celle de 28 à 29,7 MHz.

Sa bande passante doit, par conséquent, être comprise entre 14 MHz et 14,85 MHz, de façon à permettre de couvrir la bande des 10 mètres toute entière.

Au moins deux cristaux de quartz sont nécessaires: l'un pour le fonctionnement dans la bande des 3,5 MHz (et, éventuellement, dans la suivante, en travaillant sur la seconde harmonique) et l'autre pour les bandes suivantes, directement pour les 7 MHz et sur la seconde harmonique pour les 14 et les 28 MHz. Lorsque l'emploi d'un V.F.O. est prévu, l'étage constitué par le tube 6AG7 devient amplificateur de tension et, alors, il est nécessaire qu'il fonctionne aussi en doubleur afin d'éviter son entrée en oscillation.

En ce qui concerne la construction de tels transformateurs, il n'existe pas de grandes difficultés. Le tableau représenté donne les caractéristiques de construction, conjointement avec celles de la bobine L3 tandis que les caractéristiques pratiques sont représentées par la **figure 3**. Pour le transformateur interétage, les deux trimers montés en parallèle respectivement avec L1 et L2 doivent être installés à l'intérieur du support, de sorte qu'ils soient accessibles de l'extérieur pour effectuer les opérations de mise au point. Dans ce but, ils peuvent être fixés au moyen de liaisons solides, en prenant soin que la vis de réglage soit tournée vers l'ouverture supérieure.

Les caractéristiques de la bobine de couplage d'antenne, à laquelle cette dernière aboutit l'autre extrémité étant reliée à la masse, dépendent des caractéristiques de la ligne den transmission adaptée, laquelle est en relation avec l'antenne disponible. En règle générale, le nombre de spires est égal au 1/4 de celles de L3, enroulées coaxialement par rapport à cette dernière, au

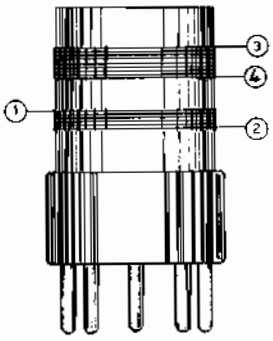


Fig. 3 - Aspect du transformateur de couplage monté sur un support interchangeable. Les connexions doivent être effectuées comme suit: 1 = plaque du tube 6AG7; 2 = +A.T.; 3 = grille du tube 807 (à travers R5 et C7); 4 = masse.

moyen de spires de grand diamètre. De cette façon, le sencondaire pourra être inséré sur L3 et séparé de celle-ci pour éviter le contact direct, au moyen de supports isolants.

MISE au POINT

Le réglage du degré de couplage entre le primaire et le secondaire du transformateur peut être effectué en mesurant la tension de polarisation qui se développe sur la grille du tube final, lorsqu'on fait varier l'accord de l'oscillateur à l'intérieur de la gamme choisie. Dans ce but, on branche un voltmètre à résistance intérieure élevée entre la grille du tube 807 et la masse, en

connectant une inductance de 2,5 mH en série avec la borne reliée à la grille. Après avoir appliqué les tensions de plaque et d'écran du tube 807, on branche entre les broches 6 et 8 du support d'entrée un cristal fonctionnant sur une fréquence très voisine de la fréquence centrale de la gamme choisie et on commence à régler C5 et C6 jusqu'à obtenir la tension maximum sur la grille de commande du tube 807.

Le réglage des deux condensateurs n'est pas indépendant et, avant d'obtenir la tension maximum possible, il peut être nécessaire de la corriger plusieurs fois, à cause de l'impédance mutuelle entre le primaire et le secondaire.

Dans ces conditions, sans plus toucher au réglage des trimmers, on remplace le cristal par d'autres fonctionnant dans la même gamme. Si l'on remarque une diminution notable de la tension existant sur la grille du tube 807 en branchant des cristaux la fréquence de fonctionnement est proche d'une extrémité de la gamme choisie, cela signifie que les deux inductances (L1 et L2) doivent être légèrement rapprochées sur le support; si, au contraire, on obtient des tensions plus élevées aux extrémités de la gamme et plus petites au

BOBINE	GAMME			
	3,5 MHz	7,0 MHz	14,0 MHz	28,0 MHz
L1	40 spires Ø 0,25 rapprochées	16 spires Ø 0,40 rapprochées	9 spires Ø 0,80 rapprochées	—
L2	35 spires Ø 0,25 rapprochées a 6 mm de L1	15 spires Ø 0,40 rapprochées a 14 mm de L1	9 spires Ø 0,80 rapprochées a 12 mm de L1	—
L3	28 spires Ø 1,00 long. enroul. 40 mm, Ø supp. 30 mm	14 spires Ø 1,30 long. enroul. 30 mm, Ø supp. 30 mm	8 spires Ø 1,30 long. enroul. 40 mm, Ø supp. 30 mm	4 spires Ø 2,00 long. enroul. 50 mm, Ø supp. 22 mm

Tableau de données pour la construction des bobines L1, L2 et L3. Outre le nombre de spires et le diamètre du conducteur, on a l'espace entre les spires et la distance entre L1 et L2.

centre, la distance entre le primaire et le secondaire doit être augmentée: ce que montre clairement la **figure 4.**

Enfin, s'il existe une asymétrie des deux extrémités de la gamme, c'est-à-dire si la tension de sortie est maximale avec des cristaux fonctionnant sur l'une des extrémités et minimale avec des cristaux fonctionnant sur l'autre extrémité, il est nécessaire de rétablir l'équilibre en corrigeant légèrement les deux trimmers C5 et C6.

Une fois trouvée la position exacte du primaire et du secondaire des transformateurs de couplage, c'est-à-dire après avoir trouvé la distance entre les enroulements qui permet la meilleure linéarité de la courbe de réponse sur toute la gamme, les deux enroulements doivent être fixés au support dans la position exacte, au moyen de vernis isolant.

MISE au POINT de l'ETAGE FINAL

Tout d'abord, il est nécessaire d'insérer un milliampèremètre ayant une sensibilité d'au moins 200 milliampères, entre les bornes de la prise destinée au manipulateur.

De cette façon, l'appareil de mesure se trouve en série avec les cathodes des deux tubes.

Le courant du tube 6AG7 monte normalement à 10 milliampères environ; cette valeur doit donc être soustraite de la lecture. Cela étant fait, on branche: la bobine choisie, dans le circuit anodique du tube 807, le transformateur de couplage inter-étage correspondant, et un cristal fonctionnant sur la même gamme, dans la prise correspondante. Pour éviter d'endommager l'étage final, avant de mettre l'appareil sous tension, on doit brancher une lampe d'éclairage de 25 watts à la place de l'antenne.

De cette façon, on applique à l'étage une charge fictive qui absorbe la puissance engendrée.

Les tensions anodique et d'écran étant alors appliquées, on règle le condensateur variable C10 jusqu'à obtenir la résonance, laquelle est mise en évidence par

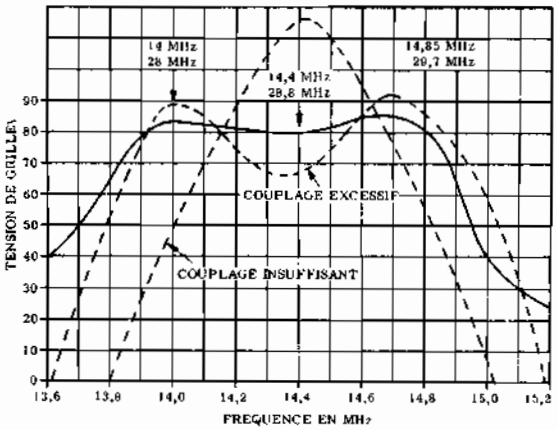


Fig. 4 - Caractéristiques du transformateur formé par L1 et L2. Les deux courbes en pointillé représentent le comportement dans le cas d'un couplage incorrect; la courbe en trait plein représente, au contraire, le fonctionnement lorsque le couplage entre L1 et L2 est correct, (courbe linéaire à l'intérieur de la bande).

la luminosité maximum de la lampe et par l'indication minimum du milliampèremètre.

Le courant anodique, en dehors de la résonance, est, en effet, plutôt élevé, c'est-à-dire de l'ordre de 20 mA tandis qu'il descend à 100 mA environ, ou moins, à la résonance.

Si la manipulation est incertaine (en d'autres termes, si on a l'impression que les oscillations ne prennent pas immédiatement naissance lorsque l'on abaisse le manipulateur), il est nécessaire d'augmenter la capacité du condensateur de réaction C3, jusqu'à obtenir le résultat optimum.

Le secondaire de L3 (bobine de sortie) peut être réglé en insérant un thermocouple en série avec l'antenne.

Le point de connexion du câble coaxial ou de la ligne de transmission, doit être déplacé sur les spires jusqu'à obtenir l'indication maximum du thermocouple. Cette opération s'effectue, le manipulateur étant abaissé (c'est-à-dire en présence de la porteuse).

EMETTEUR PERFECTIONNE pour RADIO - AMATEURS

L'émetteur que nous décrivons maintenant permet des communications sûres et stables, même dans les conditions les plus diverses de travail, bien qu'il possède une puissance de sortie peu élevée (de 40 à 42 watts, selon les gammes). Les caractéristiques générales essentielles de cet émetteur sont les suivantes:

1) grande simplicité et rapidité dans le changement de gamme de fréquence (deux commutateurs pour la gamme et un condensateur variable pour la fréquence);

2) oscillateur à fréquence variable du type « Clapp », doué de grande stabilité de fréquence, et circuits successifs du « VFO » (séparateurs ou doubleurs) du type à accord fixe de bande;

3) réglage de la fréquence d'accord du circuit de sortie (charge du tube final);

4) couplage de l'émetteur avec ligne de transmission en « π », permettant plusieurs possibilités d'adaptation d'impédance;

5) possibilité d'emploi en « phonie » au moyen d'un amplificateur de puissance (modulateur) capable de fournir environ 30-35 watts. Il est particulièrement conseillé d'utiliser la modulation pour la plaque et la grille écran;

6) passage rapide de la position « phonie » à la position « graphie », au moyen d'un simple commutateur à deux positions;

7) possibilité de contrôle permanent des courants de plaque et de grille de commande du tube final, au moyen de deux milliampèremètres.

Il s'agit d'un émetteur qui, malgré sa puissance peu supérieure à celle de l'émetteur que nous avons décrit précédemment (on utilise en effet le même tube final 807), est beaucoup plus compliqué et doué d'avantages importants qui en font l'un des meilleurs dans le domaine des amateurs; d'ailleurs, les caractéristiques que nous venons de citer le font clairement comprendre. Dans la description que nous donnerons, nous indiquerons seulement quelques conseils de construction, sa réalisation est, par conséquent, conseillable seulement à ceux qui ont déjà une certaine expérience dans la construction d'émetteurs plus simples.

Caractéristiques techniques

Gammes de fréquences couvertes:

bande des 10 mètres, de 28 à 29,7 MHz,
bande des 11 mètres, de 26,95 à 28 MHz,
bande des 15 mètres, de 21 à 21,9 MHz,
bande des 20 mètres, de 7 à 7,3 MHz,
bande des 80 mètres, de 3,5 à 4 MHz.

Précision en fréquence:

± 10 kHz dans les bandes des 80 mètres, 40 mètres et 20 mètres,
± 20 kHz dans la bande des 15 mètres,
± 50 kHz dans les bandes des 10 et des 11 mètres.

Stabilité en fréquence:

± 1 pour 1 000.

Puissance:

a) d'alimentation: 60 watts,
b) de sortie: 40 à 45 watts, selon la fréquence.

Manipulation et modulation:

Emission en « graphie », par manipulation dans le circuit de cathode de l'étage pilote, possibilité d'émission en « phonie » en ajoutant un modulateur extérieur, pour la modulation par la plaque et l'écran.

Sortie:

Circuit avec adapteur en « π », convenant aussi bien à une ligne de transmission bifilaire, qu'à un câble coaxial;
Impédance caractéristique variable de 40 à 1 000 Ω.

Tubes employés:

6CL6: oscillateur, séparateur, multiplicateur;
5763: multiplicateur et amplificateur-pilote;
807: amplificateur de puissance (étage final);
OA2: stabilisateur de tension;
4 redresseurs au sélénium pour l'alimentation.

DESCRIPTION du CIRCUIT

Comme on peut le voir sur le schéma-bloc de la **figure** 5, l'émetteur est composé principalement de 4 étages séparés et, précisément du « VFO », de l'étage final, de l'adapteur de sortie et de l'alimentation.

Toutefois, il faut tenir compte que le « VFO » est en réalité constitué de plusieurs étages.

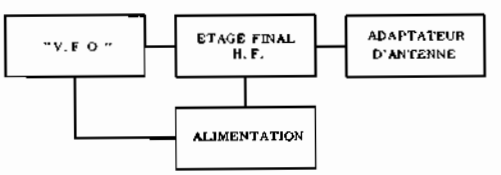


Fig. 5 - Schéma-bloc de l'émetteur perfectionné. Comme on le voit, il se compose de trois sections séparées: les deux premières (« VFO » et étage final), sont alimentées par la même source. La troisième se compose simplement d'une bobine et d'un commutateur.

« V.F.O. »

Ce groupe qui doit être acquis déjà construit, est le « cerveau » proprement dit de l'émetteur, parce qu'il permet de fournir à l'étage final le signal d'excitation, ayant la fréquence voulue et la puissance nécessaire. Il se compose de plusieurs étages et, précisément: d'un oscillateur, d'un séparateur-doubleur et d'un amplificateur-doubleur.

Les deux premiers étages sont obtenus en utilisant un seul tube 6CL6 et troisième, au moyen d'un tube 5763.

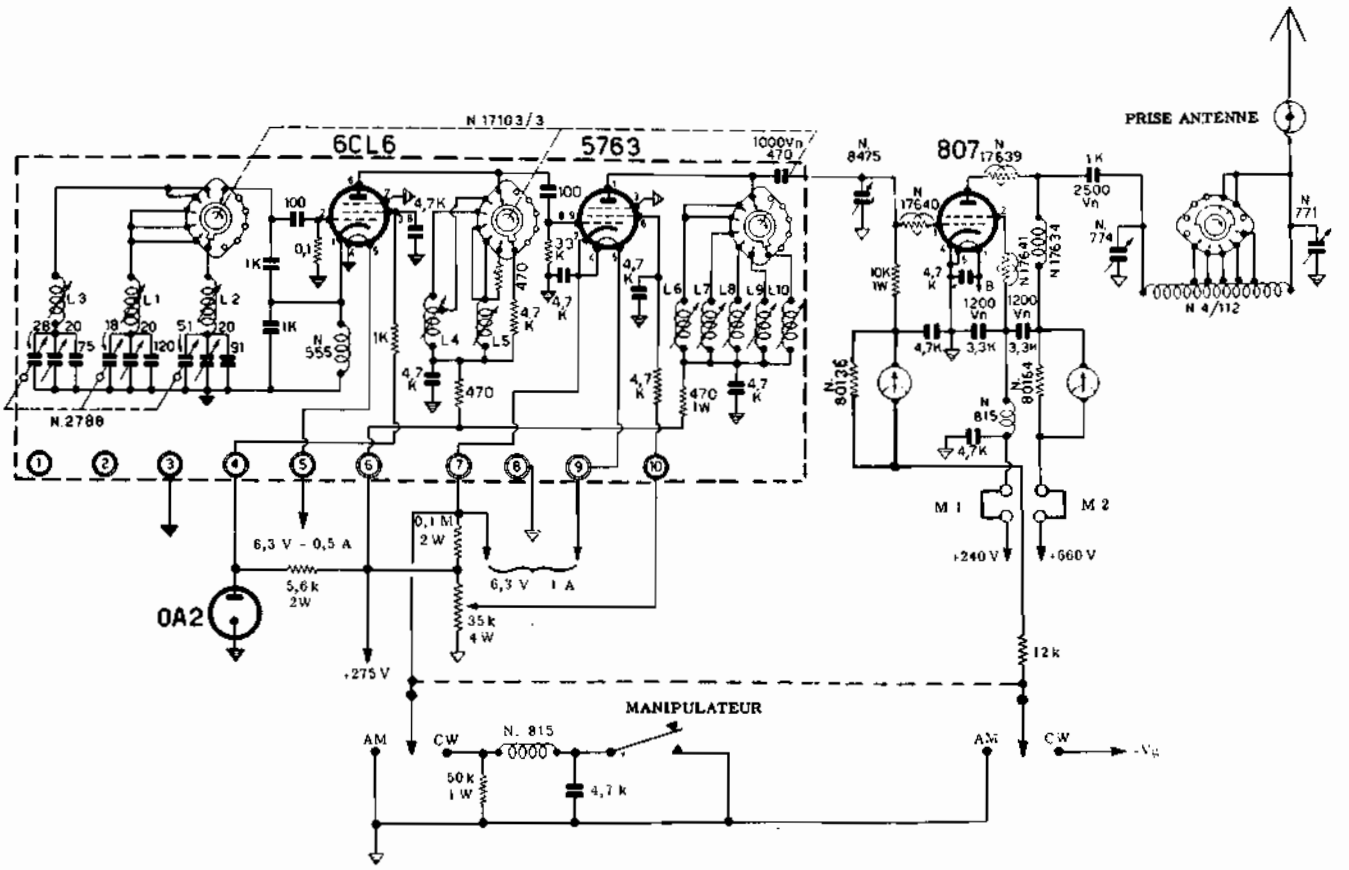


Fig. 6 - Circuit électrique de l'émetteur perfectionné. La partie située dans le rectangle en pointillé constitue le « VFO » (Geloso) qui peut être acquis déjà monté et réglé.

L'oscillateur est du type « Clapp » stabilisé, et il fournit trois bandes de fréquences fondamentales, desquelles on prélève directement ou au moyen d'une multiplication, toutes les fréquences de sortie.

Voici les fréquences que l'on obtient avec l'oscillateur:

— de 3,5 à 4 MHz, pour la gamme des 80 mètres (sans multiplication);

— de 3,5 à 3,65 MHz, pour les gammes des 40 mètres, 20 mètres et 15 mètres;

— de 6,74 et 7,425 MHz, pour les gammes des 10 mètres et des 11 mètres.

L'accord du circuit oscillant est obtenu au moyen d'un condensateur variable, constitué par trois sections coaxiales: l'une utilisée pour la gamme des 80 mètres, l'autre pour celles de 40 mètres, 20 mètres et 10 mètres et la dernière pour les gammes des 10 mètres et 11 mètres. Les trois sections sont clairement visibles dans le schéma général de la **figure 6**, montées en série avec les bobines pour les trois bandes d'oscillation, et en parallèle avec un condensateur fixe et avec un trimmer, qui ont pour tâche d'assurer l'étalement de gamme requis.

Le signal engendré par la section oscillatrice du tube 6CL6 (cathode et première grille) est couplé électroniquement avec la section amplificatrice et doubleuse de fréquence du même tube (plaque), qui fonctionne en amplificateur apériodique dans la gamme des 80 mètres et en doubleur dans les autres gammes. Remarquez, en effet, que le circuit de charge est complètement résistif dans la gamme des 80 mètres (celle qui correspond à la position du commutateur indiquée par le schéma) tandis que dans toutes les autres gammes, des charges inductives accordées (à accord fixe) sont présentes.

L'étage suivant, constitué par le tube 5763, travaille en amplificateur-pilote et a pour tâche de fournir la puissance d'excitation nécessaire au circuit de grille de l'étage final. Il fonctionne également en multiplicateur dans les gammes où cela est nécessaire. Dans les gammes des 40 et des 80 mètres on n'a pas besoin de multiplication, parce que la fréquence a déjà une valeur appropriée. Dans les gammes des 10 mètres, 11 mètres et 20 mètres l'étage agit en doubleur et dans la gamme des 15 mètres, en tripleur. Les circuits de plaque du 5673 (cette fois, on peut noter la présence de 5 bobines parce que toutes les gammes sont déjà complètement séparées, exception faite de celles des 10 et 11 mètres) sont du type à fréquence d'accord variable. L'accord est obtenu au moyen d'un condensateur variable N. 8475 (Geloso).

La puissance du signal fourni par le « VFO » à l'étage final est réglable au moyen du potentiomètre de 35 kΩ, 4 W, qui permet de faire varier de zéro à un maximum la tension de grille écran du tube 5763.

Remarquez que ce potentiomètre n'est pas utilisé en diviseur de tension dans un circuit parcouru par le

signal, comme cela se passe dans les régulateurs de volume habituels.

Ce potentiomètre, en rendant variable la tension de grille écran, détermine un réglage de puissance, plus qu'un réglage d'amplitude du signal.

La manipulation télégraphique est effectuée sur la cathode du tube pilote. Le manipulateur est branché en parallèle avec une résistance qui, en polarisant la cathode au moyen d'une tension positive, empêche le fonctionnement du tube 5763 lorsque le manipulateur est levé.

Au contraire, quand il est abaissé, le fonctionnement est rétabli parce que la résistance que nous avons signalée est en court-circuit. Il en est de même pendant le fonctionnement en « phonie ».

Etage final à haute fréquence

Cet étage est constitué par un tétrode à faisceaux dirigés du type 807, capable de fournir une puissance HF d'environ 40 watts, en absorbant une puissance continue de 60 watts. Dans le but d'obtenir le rendement maximum, l'étage travaille en classe C

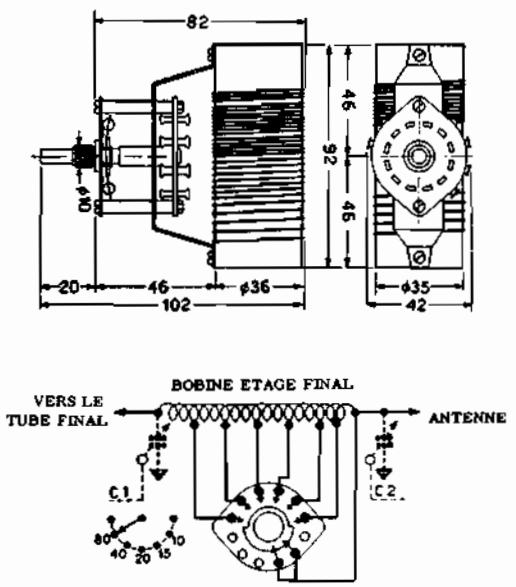


Fig. 7 - Aspect et circuit électrique du dispositif d'adaptation d'antenne. Le commutateur doit être actionné chaque fois qu'on change la gamme de fréquence. Par conséquent, les 5 gammes sont prévues.

sur toutes les gammes, avec une tension anodique d'environ 660 V et une tension d'écran d'environ 240 V.

Il est nécessaire que le tube final soit soigneusement blindé, afin d'éviter la possibilité de couplages parasites.

Dans le circuit sont également prévus des composants particuliers (résistances, condensateurs, etc.), afin d'éviter des auto-oscillations parasites.

Pour faciliter les opérations de réglage et de mise au point, deux milliampèremètres ont été insérés, l'un dans le circuit de plaque (en série avec la tension anodique) et l'autre dans le circuit de grille contrôle (en série avec la tension de polarisation). Le type des milliampèremètres utilisés n'a pas une grande importance, parce qu'on peut les shunter par des résistances de valeur convenable. Dans le schéma de la figure 6, nous n'avons pas indiqué la valeur de ces résistances, parce qu'elle dépend du type d'instrument dont on dispose. Pour le calcul qui est facile à faire selon les règles que nous avons exposées page 156 et suivantes, on doit tenir compte que, dans le circuit de plaque, il est nécessaire d'obtenir un courant d'environ 200 mA et, dans le circuit de grille, un courant de 10 mA.

Circuit adaptateur de sortie

Il s'agit d'un circuit en « π », couplé capacitivement à l'anode du tube final. Il est constitué: a) un condensateur variable pour l'accord du circuit de plaque, réglable par l'extérieur, ayant une capacité maximum d'environ 186 pF. Ce condensateur variable doit être du type à fort écartement des lames, afin d'obtenir un bon isolement. En fait, en ce point une tension à haute

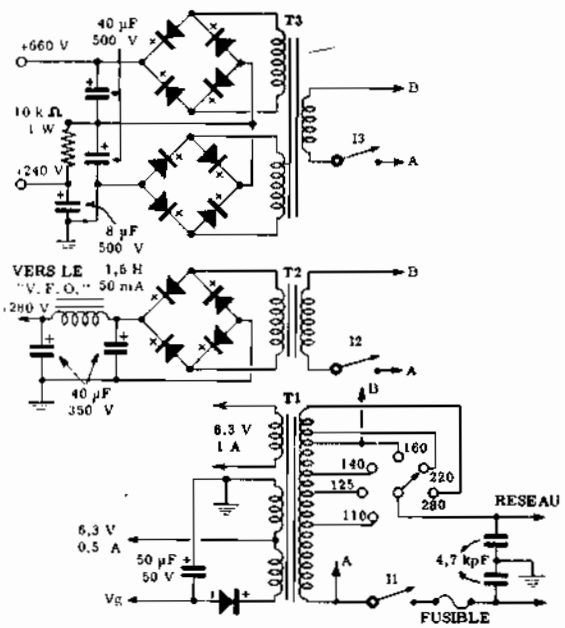


Fig. 8-A - Circuit électrique complet de l'alimentation. Il se compose de trois transformateurs séparés: l'un pour fournir les tensions de plaque et d'écran du tube final, l'autre pour l'alimentation du « VFO » et le dernier pour fournir les tensions de chauffage des filaments. Les primaires de T2 et de T3 prélèvent la tension sur le primaire de T1.

fréquence très élevée est présente; b) d'une bobine mique, pourvue d'un commutateur nécessaire pour sélectionner les diverses gammes. La figure 7 représente la structure mécanique de l'ensemble constitué par la bobine d'accord et le commutateur. Pour passer d'une gamme à l'autre, il faut agir, en outre, sur le commutateur du groupe « VFO », et sur celui de la bobine d'accord.

A l'autre extrémité de la bobine, est branché un condensateur variable de capacité maximum d'environ 1 500 pF. Ce dernier condensateur a pour tâche d'adapter l'impédance de sortie à l'impédance caractéristique de la transmission ou de l'antenne tandis que le condensateur variable de 186 pF sert à accorder le cir-

cuit de charge du tube final sur la fréquence désirée. Avec ce circuit de sortie, il est possible d'effectuer des adaptations d'impédances comprises entre 40 ohms et 1 000 ohms.

Alimentation

L'alimentation de l'émetteur est obtenue au moyen de trois transformateurs différents, l'un d'eux est employé pour fournir les tensions de chauffage des di-

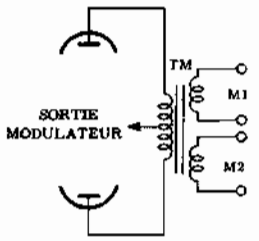


Fig. 8-B - Circuit de sortie de l'éventuel amplificateur de modulation (pour les émissions en « phonie »), avec son transformateur de modulation. Les deux secondaires doivent être reliés en série respectivement avec les tensions d'écran et de plaque du tube final 807, aux points indiqués sur le schéma de la figure 6, (prises M1 et M2). Le transformateur indiqué est le Geloso 14 220.

vers tubes ainsi que la polarisation fixe pour le tube final pendant le fonctionnement en « graphie », le second est destiné à fournir la tension anodique des tubes correspondant au « VFO » et le dernier, la tension anodique et de grille écran du tube final.

Alors que le premier des trois transformateurs cités est muni d'un primaire universel, adaptable à toutes les tensions de réseau comprises entre 110 et 280 V, comme on peut le noter sur la **figure 8-A**, les autres sont pourvus d'un primaire à 160 V, dont la tension d'alimentation est prélevée sur la prise correspondante du primaire du transformateur T1.

La figure 8-**B** représente le transformateur de modulation qui doit être relié aux points M1 et M2 indiqués sur le schéma de la figure 6.

En plus de l'interrupteur général, I1, deux interrupteurs, I2 et I3, sont prévus, lesquels sont disposés respectivement dans le circuit primaire de T2 et de T3. Ces interrupteurs ont pour tâche d'appliquer ou de couper, à volonté, la tension anodique aux divers étages, les filaments étant toujours sous tension. Cette disposition permet de passer plus rapidement de la position « réception » à la position « émission ».

Afin de disposer des tensions continues nécessaires, on emploie exclusivement des redresseurs au sélénium, qui simplifient les circuits et réduisent la dissipation totale de puissance et l'échauffement de l'ensemble. Un redresseur unique fournit la tension de polarisation du tube final, pendant le fonctionnement en « graphie ». Le filtrage de cette tension est obtenu au moyen d'un seul condensateur électrolytique de 50 µF.

La tension anodique des tubes du « VFO » est obtenue au moyen d'un redresseur en pont et d'un circuit de filtrage complet, constitué de deux condensateurs de 40 µF et d'une inductance de filtrage. De plus, la tension de grille écran du tube oscillateur est stabilisée à l'aide d'un tube à gaz OA2.

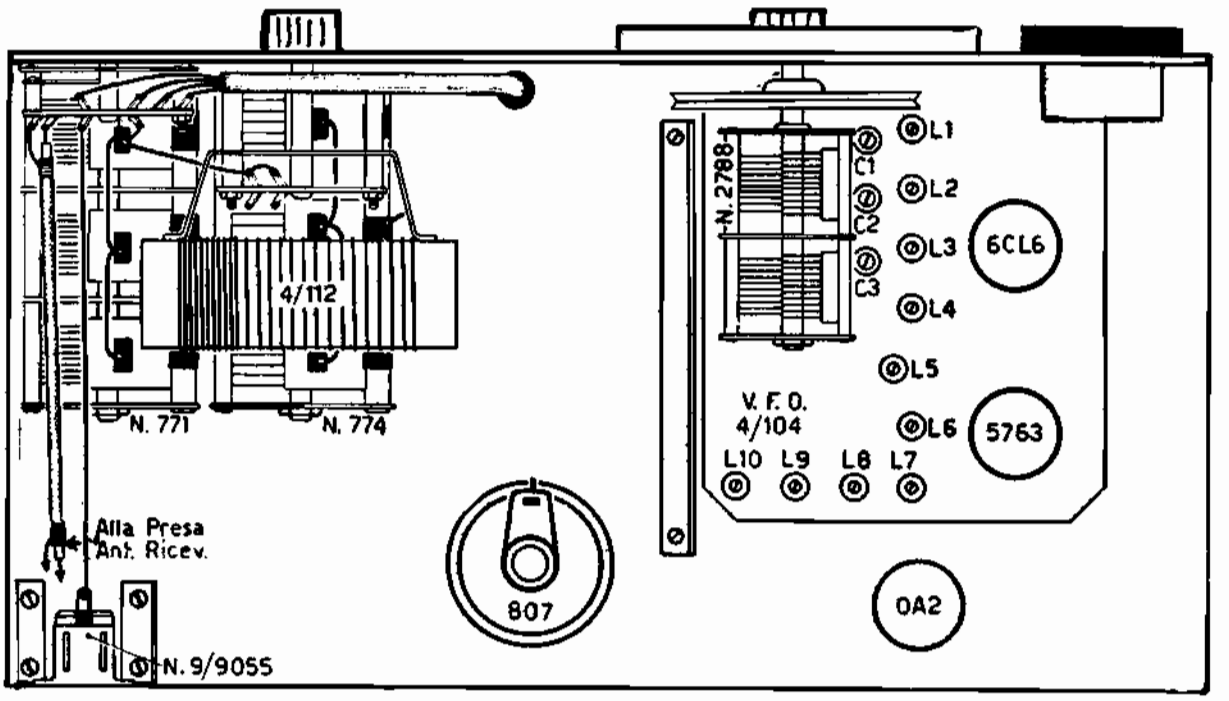


Fig. 9 - Exemple de disposition des composants sur un châssis. Les deux instrument (milliampèremètres) de plaque et de grille, peuvent être montés l'un à côté de l'autre, sur le côté gauche (vu d'en face) du panneau, comme l'indique la figure (l'appareil étant vu d'en haut, l'un des deux milliampèremètres est visible). En tous cas, étant donné les fréquences élevées de fonctionnement, les connexinos doivent être, autant que possible, courtes. L'alimentation et l'éventuel modulateur doivent être montés, de préférence, sur des châssis séparés; l'ensemble tout entier peut être monté sur une table unique ou, mieux encore, sur un « rack » vertical.

La tension élevée de plaque du tube final est obtenue à l'aide du transformateur T3, muni de deux secondaires, dont chacun fournit la moitié de la tension totale nécessaire.

Chacun des secondaires est relié à un redresseur en pont et les tensions existant à la sortie des deux redresseurs sont disposées en série, de sorte qu'elles s'additionnent.

Le filtrage de la tension est obtenu au moyen de deux condensateurs électrolytiques de 40 µF, disposés en série avec la sortie des deux redresseurs. L'alimentation de la grille écran du tube 807 est prélevée aux bornes d'un des redresseurs du circuit de la tension de plaque. Le filtrage est assuré par l'un des condensateurs électrolytiques de 40 µF déjà cités et par une résistance de 10 kΩ, suivie d'un condensateur de 8 µF. En cas d'émission en « phonie », on prend soin que les courants d'alimentation de la plaque et de la grille écran puissent parcourir chacun un secondaire spécial du transformateur de modulation.

La réalisation du projet du châssis et la disposition pratique des éléments sont laissées à l'initiative du lecteur, lequel doit toujours tenir compte de nos conseils sur le rapprochement des éléments relatifs à un même étage, afin d'éviter des liaisons longues, surtout quand il s'agit de haute fréquence. La **figure 9** suggère une solution possible, à laquelle chacun peut apporter les modifications suivant ses propres idées.

Le montage doit être commencé en fixant au châssis les parties les plus petites et légères, c'est-à-dire les supports de tubes, les prises; puis on disposera les éléments qui sont fixés au panneau frontal (commutateurs, potentiomètres, etc.) et, à la fin, les éléments plus lourds. Nous vous faisons remarquer qu'il est préférable de monter l'alimentation sur un châssis séparé, au lieu de l'incorporer au châssis de l'émetteur proprement dit. Pour des raisons évidentes, il est conseillé de procéder de même vis à vis du modulateur. On a ainsi des unités indépendantes qui permettent des contrôles et des modifications, avec une facilité beaucoup plus grande.

Le châssis du « VFO » étant très délicat, il est conseillé de le fixer à la fin, c'est-à-dire lorsque les autres connexions ont été réalisées. Une aiguille se déplaçant sur une échelle graduée est reliée à l'axe du condensateur variable du « V.F.O. ». Naturellement, il faut que l'échelle ait été prévue spécialement pour être couplée au type de « VFO » que l'on utilise, autrement les fréquences ne pourraient correspondre.

VERIFICATION et MISE au POINT

Après s'être assuré que le montage a été réalisé de façon correcte, il est conseillé de contrôler le réglage des divers circuits et principalement ceux du « VFO ». Les opérations de réglage ne sont pas toujours nécessaires parce que le groupe adopté est préréglé.

Pour le processus à suivre en cas de nécessité de réglage, nous renvoyons le lecteur aux instructions fournies par le constructeur.

Dans le tableau représenté, sont indiquées les tensions qu'on lit sur les électrodes de tous les tubes si le fonctionnement de l'appareil est normal. Avant de mettre en fonction un émetteur, il est nécessaire de procéder aux opérations suivantes, dans le but d'éviter des pannes dans l'étage final.

1) Déterminer la position exacte du sélecteur de tensions et vérifier la présence du fusible. Après avoir ouvert les interrupteurs I1, I2 et I3, insérer le cordon d'alimentation.

2) Disposer le commutateur dans la position « graphie »; mettre sous tension les filaments en fermant I1; placer les commutateurs de gamme dans la position correspondant à la gamme choisie.

TUBE	SUPPORTS									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	Clip
6CL6	NM	NM	148 V c.c.	—	6 V c.a.	280 V c.c.	—	148 V c.c.	—	—
5763	280 V c.c.	280 V c.c.	—	6 V c.a.	6 V c.a.	75 V c.c.	—	NM	NM	—
807	6,2 V c.a.	240 V c.c.	-85 V c.c.	—	—	—	—	—	—	660 V c.c.

Tableau des tensions relevées à la base des tubes, en fonctionnement normal, avec un instrument d'au-moins 20 kΩ/volt de sensibilité. Comme dans d'autres cas, la sensibilité peut différer de 10% en plus ou en moins, à cause de la tolérance de l'instrument de mesure et d'éventuelles variations de la tension du réseau.

3) Placer le curseur du potentiomètre de contrôle de puissance du signal d'excitation de l'étage final à peu près à la moitié de sa rotation complète.

Commencer alors l'opération d'accord des circuits.

4) Fermer l'interrupteur I2, et disposer le commande de fréquence du « VFO » en correspondance avec la fréquence d'émission désirée: ensuite, régler le condensateur variable existant à l'entrée de l'étage final jusqu'à obtenir la déviation maximum de l'instrument branché dans le circuit de grille. De cette façon, le circuit de charge du tube 5763 est accordé sur la fréquence d'oscillation du « VFO ».

5) Fermer l'interrupteur I3 et régler tout de suite le condensateur d'accord de l'étage final, jusqu'à obtenir une valeur minimum du courant de plaque, qui est certainement inférieur à 100 mA. Cette opération est réalisée le plus rapidement possible, parce qu'un fonctionnement prolongé de l'étage hors de l'accord peut occasionner une détérioration du tube.

6) Régler le potentiomètre de commande de l'excitation jusqu'à avoir, sur la grille du tube final, un courant d'environ 4 mA.

7) Déplacer maintenant, petit à petit, vers la position de capacité minimum, le condensateur de couplage avec l'antenne et répéter chaque fois l'opération d'accord du circuit de plaque du tube 807. Procéder ainsi jusqu'à ce que le courant de plaque à l'accord monte à 100 mA et, en dehors de l'accord, augmente de 10%. Il faut remarquer qu'un faible courant de plaque à l'accord correspond à un faible couplage avec l'antenne.

Leçon n° 135

QUESTIONS sur les LEÇONS 133 et 134

N. 1 — Quelles sont les caractéristiques de la technique d'émission BLU ?

N. 2 — En disposant d'un oscillateur fonctionnant sur une longueur d'onde de 40 mètres, est-il possible de l'employer pour l'émission sur une longueur d'onde de 20 mètres ?

N. 3 — Pour quelle raison, dans les stations d'amateurs, l'emploi de l'oscillateur « VFO » est-il plus pratique que celui de l'oscillateur à quartz ?

N. 4 — Quelles sont les causes les plus courantes de dérive en fréquence dans un oscillateur ?

N. 5 — De quelle façon peut-on réduire partiellement, la déviation de fréquence due aux variations des capacités interélectrodes des tubes ?

N. 6 — En quoi consiste le principe du « VFO » à battements ?

N. 7 — Quelle est la différence principale qui existe entre le système à multiplication de fréquence et celui à convesion de fréquence, pour produire des signaux à fréquence élevée ?

N. 8 — Pour quelle raison, l'émetteur doit-il être complètement hors de service durant la réception ?

N. 9 — Pour quelle raison, dans les émetteurs à conversion de fréquence, est-il suffisant de mettre hors de service uniquement l'étage mélangeur, pendant la réception ?

N. 10 — Quelle est la fréquence maximum de modulation permise dans les communications d'amateurs, et pour quelles raisons ?

N. 11 — De quelle façon utilise-t-on une antenne unique pour l'émission et pour la réception, dans les stations d'amateurs ?

N. 12 — De quelle façon est-il possible de supprimer la porteuse et l'une des bandes latérales, dans les émissions « BLU » ?

N. 13 — Dans le premier émetteur décrit dans la leçon 134, pour quelle raison ne faut-il pas faire varier l'accord du transformateur de couplage, lorsqu'on passe d'une fréquence à un autre dans la même bande ?

N. 14 — Quelle est le rôle du condensateur C10 ?

N. 15 — A quoi sert le milliampèremètre branché en série avec la plaque du tube 807, dans le second émetteur que nous avons décrit ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 1041

N. 1 — Il est indispensable d'obtenir une autorisation spéciale émanant de la Direction des services radioélectriques du Ministère des Postes et Télécommunications. De plus, il faut observer scrupuleusement la réglementation des Radiocommunications.

N. 2 — Les intervalles, entre un élément et le suivant ont une durée d'un point; entre une lettre et la suivante: trois points et ceux entre un mot et le suivant: cinq points.

N. 3 — La réalisation de liaisons bilatérales, avec l'obtention de diplômes et la victoire dans les concours organisés. En plus, les OM réalisent des liaisons ayant trait à la sauvegarde de la vie humaine (naufrages, recherche de médicaments rares, etc.). L'activité scientifique correspond aux recherches dans le domaine de l'électronique et de la propagation des ondes.

N. 4 — En lançant les lettres CR (répété 3 fois) suivi du mot DE et de l'indicatif de la station (lui aussi répété 3 fois); la réponse se fait en lançant l'indicatif de la station à laquelle on répond (3 fois), suivi du mot DE et de son propre indicatif (également répété 3 fois).

N. 5 — Sensibilité élevée, sélectivité, stabilité, et étalement de bande, au moyen duquel on facilite notablement l'accord des circuits.

N. 6 — Au moyen d'une double conversion de fréquence.

N. 7 — La 1° MF a une valeur élevée (environ 4 ou 5 MHz) pour éliminer la fréquence image et la 2° une valeur faible (environ 470 kHz), pour obtenir une sélectivité suffisante par rapport aux émissions des canaux adjacents.

N. 8 — Par l'emploi de filtres à quartz.

N. 9 — Filtres à un cristal, (courbe avec une crête de rejection), et filtres à deux cristaux, (courbe voisine de la courbe rectangulaire idéale).

N. 10 — Pour la réception en modulation d'amplitude normale, une largeur d'environ 4 kHz est indispensable; pour la réception en graphie: 100 Hz et pour la réception à bande latérale unique: 2 kHz environ, suffisent.

N. 11 — Une stabilité en fréquence meilleure. Le cristal en effet, stabilise la valeur de la M.F.

N. 12 — De deux manières: en ayant recours soit à des commutateurs de gamme, soit à des bobines interchangeables.

N. 13 — Une facilité accrue dans la recherche des émetteurs. Par suite de l'étalement d'une bande de fréquence étroite sur la totalité du cadran du condensateur variable.

N. 14 — Un oscillateur, dont l'oscillation est mélangée au signal de fréquence intermédiaire et qui, ayant une fréquence légèrement différente, produit un battement audible.

N. 15 — Par l'adjonction d'un premier convertisseur de fréquence extérieur. Le récepteur normal est ensuite accordé sur la fréquence de sortie de ce dernier, qui est constante.

CODE Q — DECHIFFRAGE *(voir Numéro précédent)*

Signal	*Forme interrogative*	*Réponse, renseignement ou avis*
QJG	Dois-je repasser sur transmission automatique ?	Repassez sur transmission automatique.
QJH	Dois-je passer ... 1) ma bande d'essai ? 2) une phrase d'essai ?	Passez ... 1) votre bande d'essai. 2) une phrase d'essai.
QJI	Voulez-vous transmettre de façon continue un courant ... 1) de repos ? 2) de travail ?	Je transmets de façon continue un courant ... 1) de repos. 2) de travail.
QJK	Recevez-vous ... 1) un courant de repos continu ? 2) un courant de travail continu ? 3) un excès de courant de repos ? 4) un excès de courant de travail ?	Je reçois ... 1) un courant de repos continu. 2) un courant de travail continu. 3) un excès de courant de repos. 4) un excès de courant de travail.
QLB	Voulez-vous vérifier l'émission de la station ... et rendre compte de sa portée, qualité, etc. ?	J'ai vérifié l'émission de la station ... et je rends compte (brièvement) comme suit ...
QLH	Voulez-vous transmettre simultanément sur les fréquences de ... et de ... ?	Je vais transmettre simultanément sur les fréquences de ... et de ...
QLV	Avez-vous encore besoin de l'installation radioélectrique ... ?	J'ai encore besoin de l'installation radioélectrique ...
QMH		Passez à l'émission et à la réception sur la fréquence de ... kc/s (ou ... Mc/s); si la communication n'est pas établie dans 5 minutes, revenez à la fréquence actuelle.
QNO		Mon équipement ne me permet pas de donner le(s) renseignements(s) (ou de fournir le service) demandé(s).

SIGNAUX DU CODE GENERAL

Signal	*Forme interrogative*	*Réponse, renseignement ou avis*
QRA	Quel est le nom de votre station ?	Le nom de ma station est ...
QRB	A quelle distance approximative vous trouvez-vous de ma station ?	La distance approximative entre nos stations est de ... milles marins (ou ... kilomètres).
QRG	Voulez-vous m'indiquer ma fréquence exacte (ou la fréquence exacte de ...) ?	Votre fréquence exacte (ou la fréquence exacte de ..) est ... kc/s (ou ... Mc/s).
QRH	Ma fréquence varie-t-elle ?	Votre fréquence varie.
QRI	Quelle est la tonalité de mon émission ?	La tonalité de votre émission est ... 1) bonne. 2) variable. 3) mauvaise.
QRK	Quelle est l'intelligibilité de mes signaux (ou des signaux de ...) ?	L'intelligibilité de vos signaux (ou des signaux de ...) est ... 1) mauvaise. 2) médiocre. 3) assez bonne. 4) bonne. 5) excellente.

Signal	*Forme interrogative*	*Réponse, renseignement ou avis*
QRL	Etes-vous occupé ?	Je suis occupé (ou je suis occupé avec ...). Prière de ne pas me brouiller.
QRM	Etes-vous brouillé ?	Je suis brouillé (...) 1) je ne suis nullement brouillé. 2) faiblement. 3) modérément. 3) fortement. 4) très fortement.
QRN	Etes-vous troublé par des parasites ?	Je suis troublé par des parasites (...) 1) je ne suis nullement troublé par des parasites. 2) faiblement. 3) modérément. 4) fortement. 5) très fortement.
QRO	Dois-je augmenter la puissance d'émission ?	Augmentez la puissance d'émission.
QRP	Dois-je diminuer la puissance d'émission ?	Diminuez la puissance d'émission.
QRQ	Dois-je transmettre plus vite ?	Transmettez plus vite (... mots par minute).
QRR	Etes-vous prêt pour l'emploi des appareils automatiques ?	Je suis prêt pour l'emploi des appareils automatiques. Transmettez à la vitesse de ... mots par minute.
QRS	Dois-je transmettre plus lentement ?	Transmettez plus lentement (... mots par minute).
QRT	Dois-je cesser la transmission ?	Cessez la transmission.
QRU	Avez-vous quelque chose pour moi ?	Je n'ai rien pour vous.
QRV	Etes-vous prêt ?	Je suis prêt.
QRW	Dois-je aviser ... que vous l'appelez sur ... kc/s (ou ... Mc/s) ?	Prière d'aviser ... que je l'appelle sur ... kc/s (ou ... Mc/s).
QRX	A quel moment me rappellerez-vous ?	Je vous rappellerai à ... heures [sur ... kc/s (ou ... Mc/s)].
QRY	Quel est mon tour ? (Concerne les communications.)	Le numéro de votre tour est ... (ou d'après toute autre indication). (Concerne les communications.)
QRZ	Par qui suis-je appelé ?	Vous êtes appelé par ... [sur ... kc/s (ou ... Mc/s)].
QSA	Quelle est la force de mes signaux (ou des signaux de ...) ?	La force de vos signaux (ou des signaux de ...) est ... 1.) à peine perceptible. 2) faible. 3) assez bonne. 4) bonne. 5) très bonne.
QSB	La force de mes signaux vaire-t-elle ?	La force de vos signaux varie.
QSD	Ma manipulation est-elle défectueuse ?	Votre manipulation est défectueuse.
QSI		Il m'a été impossible d'interrompre votre transmission. ou Voulez-vous informer ... (indicatif d'appel) qu'il m'a été impossible d'interrompre sa transmission [sur ... kc/s (ou ... Mc/s)].
QSK	Pouvez-vous m'entedre entre vos signaux ? Dans l'affirmative, puis-je vous interrompre dans votre transmission ?	Je puis vous entedre entre mes signaux; vous pouvez interrompre ma transmission.

Signal	*Forme interrogative*	*Réponse, renseignement ou avis*
QSL	Pouvez-vous me donner accusé de réception ?	Je vous donne accusé de réception.
QSM	Dois-je répéter le dernier télégramme que je vous ai transmis (ou télégramme précédent) ?	Répétez le dernier télégramme que vous m'avez transmis [ou le(s) télégramme(s) numéro(s) ...].
QSN	M'avez-vous entendu [ou avez-vous entendu ... (indicatif d'appel] sur ... kc/s (ou ... Mc/s) ?	Je vous ai entendu [ou j'ai entendu ... (indicatif d'appel)] sur ... kc/s (ou ... Mc/s).
QSO	Pouvez-vous communiquer avec ... directement (ou par relais) ?	Je puis communiquer avec ... directement (ou par l'intermédiaire de ...).
QSP	Voulez-vous retransmettre à ... gratuitement ?	Je vais retransmettre à ... gratuitement.
QSQ	Avez-vous à bord un médecin [ou ... (nom d'une personne)] ?	J'ai à bord un médecin [ou ... (nom d'une personne)].
QSR	Dois-je répéter l'appel sur la fréquence d'appel ?	Répétez l'appel sur la fréquence d'appel. Je ne vous ai pas entendu (ou il y a eu du brouillage).
QSS	Quelle fréquence de travail allez-vous utiliser ?	Je vais utiliser la fréquence de travail ... kc/s (en règle générale il suffira d'indiquer les trois derniers chiffres de la fréquence).
QSU	Dois-je transmettre ou répondre sur la fréquence actuelle [ou sur... kc/s (ou... Mc/s)] (en émission de la classe...)?	Transmettez ou répondez sur la fréquence actuelle [ou sur... kc/s (ou... Mc/s)] (en émission de la classe...).
QSV	Dois-je transmettre une série de V sur cette fréquence [ou sur... kc/s (ou... Mc/s)]?	Transmettez une série de V sur cette fréquence [ou sur ... kc/s (ou ... Mc/s)].
QSW	Voulez-vous transmettre sur la fréquence actuelle [ou sur ... kc/s (ou ... Mc/s)] (en émission de la classe ...)?	Je vais transmettre sur la fréquence actuelle [ou sur ... kc/s (ou ... Mc/s)] (en émission de la classe ...).
QSX	Voulez-vous écouter ... [indicatif(s) d'appel] sur ... kc/s (ou ... Mc/s)?	J'écoute ... [indicatif(s) d'appel] sur ... kc/s (ou ... Mc/s).
QSY	Dois-je passer à la transmission sur une autre fréquence ?	Passez à la transmission sur une autre fréquence [ou sur ... kc/s (ou ... Mc/s)].
QSZ	Dois-je transmettre chaque mot ou groupe plusieurs fois ?	Transmettez chaque mot ou groupe deux fois (ou ... fois).
QTA	Dois-je annuler le télégramme numéro ... ?	Annulez le télégramme numéro ...
QTR	Quelle est l'heure exacte?	L'heure exacte est ...
QTS	Voulez-vous transmettre votre indicatif d'appel aux fins de réglage, ou pour permettre la mesure de votre fréquence, maintenant (ou à ... heures) sur ... kc/s (ou ... Mc/s)?	Je vais transmettre mon indicatif d'appel aux fins de réglage ou pour permettre la mesure de ma fréquence, maintenant (ou à ... heures) sur ... kc/s (ou ... Mc/s)?
QTT		Le signal d'identification qui suit est superposé à une autre émission.
QTU	Quelles sont les heures pendant lesquelles votre station est ouverte?	Ma station est ouverte de ... à ... heures.
QTV	Dois-je prendre la veille à votre place sur la fréquence de ... kc/s (ou ... Mc/s) de ... à ... heures)?	Prenez la veille à ma place sur la fréquence de ... kc/s (ou ... Mc/s) (de ... à ... heures).
QTX	Voulez-vous laisser votre station ouverte pour communiquer avec moi jusqu'à nouvel avis de ma part (ou jusqu'à ... heures)?	Ma station reste ouverte pour comuniquer avec vous jusqu'à nouvel avis de votre part (ou jusqu'à ... heures).
QUA	Avez-vous des nouvelles de ... (indicatif d'appel)?	Voici des nouvelles de ... (indicatif d'appel).
QUE	Pouvez-vous téléphoner en ... (langue), avec un interprète au besoin; dans l'affirmative, sur quelles fréquences ?	Je peux téléphoner en ... (langue) sur ... kc/s (ou ... Mc/s).

CONDITIONS de DELIVRANCE des CERTIFICATS d'OPERATEUR RADIOTELEGRAPHISTE et RADIOTELEPHONISTE (Radio-amateurs)

ARTICLE 1

Les certificats ne pourront être délivrés qu'aux candidats âgés de plus de 16 ans, et ayant obtenu au moins la note 10/20 pour chacune des épreuves.

L'examen sera passé au domicile du candidat sur le poste décrit dans sa demande d'autorisation mis au point sur antenne fictive non rayonnante ou sur un poste de caractéristiques analogues situé en tout autre endroit désigné par le dit candidat et agréé par le Chef du Service compétent de l'Administration.

ARTICLE 2

L'examen pour l'obtention du certificat d'opérateur radiotélégraphiste comprend les épreuves suivantes:

1°) - Epreuves pratiques

a) - Transmission de signaux Morse à une vitesse de dix (10) mots ou groupes par minute, chaque mot ou groupe comprenant 5 lettres, chiffres ou signes de ponctuation;

b) - Réception d'un texte en langage clair de cinquante mots à la vitesse de 10 mots à la minute;

c) - Utilisation des organes constitutifs du poste d'émission, mise en marche, réglage de l'accouplement, réglage de l'installation sur une ou plusieurs longueurs d'ondes, manoeuvres à exécuter pour faire varier la puissance d'émission;

d) - Utilisation des appareils de mesure, et notamment d'un ondemètre étalonné à 0,5% près.

2°) - Epreuves orales

a) - Connaissance des règles du service d'usage courant dans l'exploitation des stations radiotélégraphiques et des abréviations à employer dans les transmissions radioélectriques.

b) - Questions d'ordre pratique concernant l'électricité et la T.S.F. (autant que possible sur pièces).

ARTICLE 3

L'examen pour l'obtention du certificat d'opérateur radiotéléphoniste comporte les épreuves suivantes:

1°) - Epreuves pratiques

a) - Enonciation devant le microphone, d'une façon distincte, de chiffres, lettres et lecture d'un texte en langage clair;

b) - Réception d'une communication radiophonique;

c) - Epreuve identique à celle prévue au même paragraphe de l'article 2.

2°) - Epreuves orales

a) - Connaissance des règles du service d'usage courant dans l'exploitation des stations radiotéléphoniques et des abréviations à employer dans les transmissions radioélectriques.

b) - Questions d'ordre pratique concernant l'électricité et la T.S.F (autant que possible sur pièces).

ARTICLE 4

Chacun des deux examens donne lieu au versement préalable d'un droit d'examen fixé à 27,50 F; toutefois, lorsqu'un candidat demande à subir en même temps les épreuves des deux examens, il ne verse que 27,50 F.

ARTICLE 5

Les titulaires d'un certificat d'aptitude à l'emploi d'opérateur radiotélégraphiste à bord des stations mobiles (première ou deuxième classe) et les opérateurs brevetés de la Guerre et de la Marine qui désirent obtenir le certificat d'opérateur **radiotélégraphiste** visé par le présent arrêté, seront dispensés des prevues spécifiées à l'article 2.

En outre, les titulaires du certificat d'aptitude à l'emploi d'opérateur radiotélégraphiste de 1ère classe à bord des stations mobiles ou du certificat d'aptitude à l'emploi de radiotéléphoniste à bord des mêmes stations qui désirent obtenir le certificat d'opérateur **radiotéléphoniste** prévu par le présent arrêté, seront dispensés des épreuves spécifiées à l'article 3.

Les certificats d'opérateur **radiotélégraphiste** ou d'opérateur **radiotéléphoniste** visés aux alinéas ci-dessus seront délivrés aux impétrants, après paiement du droit d'examen, dans les conditions fixées par l'article précédent sur la production de leurs titres.

ELECTRICITE

Accumulateurs, principe, charge et décharge, montage, entretien.

Piles, caractéristiques des modèles ordinaires.

Alternateurs, principe.

Transformateurs, principe, rapport de transformation.

Appareils de mesure, voltmètres, ampèremètres, wattmètres, fusibles et limiteurs de tension, dispositions à adopter en cas d'accident avec la haute tension.

RADIOELECTRICITE

Condensateurs, principe, groupement.

Induction, induction mutuelle, auto-induction,

Oscillations libres d'un circuit, fréquence propre d'un circuit, facteurs qui influent sur la fréquence propre d'un circuit, circuits couplés, procédés permettant de diminuer l'importance des harmoniques.

Antennes, constitution et caractéristiques, précautions à prendre dans la constitution d'une antenne d'émission, isolement de l'antenne, circuits équivalents, antennes fictives, antenne de réception.

Cadres.

Tubes électroniques, caractéristiques, description des divers organes des postes émetteurs et récepteurs, alimentation des circuits, procédés de manipulation et de modulation.

Mesures des fréquences à l'émission et à la réception.

METHODE OPERATOIRE RADIOTELEGRAPHIQUE

Forme de l'appel.

L'appel est constitué comme suit:

— trois fois au plus l'indicatif d'appel de la station appelée,
— le mot DE,
— trois fois au plus l'indicatif d'appel de la station appelante.

Exemple: « F8AA F8AA DE F8BB F8BB ».

Lorsque les conditions d'établissement du contact sont difficiles, les indicatifs peuvent être émis plus de trois fois, mais pas plus de dix.

Dans ce cas, les indicatifs de la station appelée et de la station appelante doivent être émis à tour de rôle.

Exemple: « F8AA DE F8BB ..... ou F8AA F8AA DE F8BB F8BB ».

L'appel peut être émis trois fois à des intervalles de deux minutes. Il ne peut être repris ensuite que quinze minutes plus tard.

Une station d'amateur peut adresser un **appel général** aux stations susceptibles d'être à l'écoute sur l'une des bandes de fréquences attribuées au service.

Cet appel doit être constitué comme suit:

— CQ (trois fois au plus);
— le mot DE,
— trois fois au plus l'indicatif de la station appelante.

Exemple: CQ CQ DE F8AA F8AA.

Réponse à l'appel:

La réponse à l'appel est constituée comme suit:

— trois fois au plus l'indicatif d'appel de la station qui a appelé,
— le mot DE,
— l'indicatif d'appel de la station qui répond,
— la lettre K (invitation à transmettre) si la station appelée est prête à recevoir le message de la station appelante.

Si la station appelée n'est pas en mesure de recevoir le message immédiatement, elle répond à l'appel comme il est indiqué ci-dessus, mais elle remplace la lettre K par le signal AS (attente) suivi d'un nombre indiquant en minutes la durée probable de l'attente.

Lorsqu'une station reçoit un appel sans être certaine qu'il lui est destiné, elle ne doit pas répondre avant que cet appel ait été répété et compris. Lorsque, d'autre part, une station reçoit un appel qui lui est destiné, mais a des doutes sur l'indicatif de la station appelante, elle doit répondre immédiatement en utilisant l'abréviation « QRZ ? » au lieu de l'indicatif de cette dernière station.

Fin de la liaison

La fin de la liaison entre deux stations est indiquée par chacune d'elles au moyen du signal « VA ».

METHODE OPERATOIRE RADIOTELEPHONIQUE

Les règles fixées par la méthode opératoire radiotélégraphique, en particulier celles qui concernent la fréquence et le renouvellement des appels, l'établissement de la liaison s'appliquent à la procédure radiotéléphonique. De plus, les indicatifs doivent être énoncés en utilisant les analogies règlementaires.

Forme de l'appel

— trois fois, au plus, l'indicatif de la station appelée,
— le mot ICI
— trois fois, au plus, l'indicatif d'appel de la station appelante,

Exemple: Foxtrot Huit Alfa Alfa Foxtrot Huit Alfa Alfa.
ICI.
Foxtrot Huit Bravo Bravo Foxtrot Huit Bravo Bravo.

L'appel général est constitué comme suit:

— trois fois, au plus, « appel à tous »,
— le mot ICI,
— trois fois, au plus, l'inductif de la station appelante.

Exemple: Appel à tous Appel à tous
ICI
Foxtrot Huit Alfa Alfa Foxtrot Huit Alfa Alfa.

Réponse à l'appel

— trois fois, au plus, l'indicatif d'appel de la station qui a appelé,
— le mot ICI,
— trois fois, au plus, l'indicatif d'appel de la station qui répond,
— le mot « Répondez ».

Fin de la liaison

La fin de la liaison entre deux stations est indiquée par chacune d'elles au moyen du mot « Terminé ».

Table d'épellation

Lettre à transmettre	Mot de code	Prononciation du mot de code
A	Alfa	**AL** FAH
B	Bravo	**BRA VO**
C	Charlie	**TCHA** LI (ou **CHAR** LI)
D	Delta	**DEL** TAH
E	Echo	**EK** O
F	Foxtrot	**FOX** TROTT
G	Golf	GOLF
H	Hotel	HO **TELL**
I	India	**IN** DI AH
J	Juliett	**DJOU** LI **ETT**
K	Kilo	**KI** LO
L	Lima	**LI** MAH
M	Mike	**MA** IK
N	November	NO **VEMM** BER
O	Oscar	**OSS** KAR
P	Papa	PAH **PAH**
Q	Quebec	KE **BEK**
R	Romeo	**RO** MI O
S	Sierra	SI **ER** RAH
T	Tango	**TANG** GO
U	Uniform	**YOU** NI FORM (ou **OU** NI FORM)
V	Victor	**VIC** TAR
W	Whiskey	**OUISS** KI
X	X-ray	**EKSS** RE
Y	YANKEE	**YANG** KI
Z	Zulu	**ZOU** LOU

Chiffre à transmettre	Mot à utiliser
0	Zéro
1	Un
2	Deux
3	Trois
4	Quatre
5	Cinq
6	Six
7	Sept
8	Huit
9	Neuf

Leçon n° 136

LES CIRCUITS IMPRIMES

Au cours de la description de quelques appareils de mesure et de récepteurs à transistors nous avons rencontré les circuits imprimés; à partir du moment où ce système de câblage des circuits électroniques a pris un développement tel qu'il est désormais utilisé dans la plupart des applications de l'électronique, spécialement s'il s'agit de grande série, il est temps de l'examiner en détail, tant du point de vue théorique que du point de vue pratique.

Inconvénients des méthodes classiques de câblage - Comme il est logique de le supposer, l'industrie électronique cherche à réduire au minimum les coûts de production, sans toutefois compromettre, mais au contraire, en améliorant les qualités des appareils construits (sécurité de fonctionnement, durée, etc...). Or, quels sont les facteurs qui interviennent dans le prix de revient d'un appareil électronique ?

En premier lieu: le poids de cuivre employé.

En électronique, avec les méthodes classiques de câblage, on gaspille une grande quantité de cuivre. En effet, pour des raisons de résistance mécanique des fils de câblage, on est amené très souvent à utiliser des fils de 1 mm² de section pour véhiculer des courants d'intensité très faible, de l'ordre du milliampère alors que la densité de courant normale est de 2 à 3 A/mm². C'est là un premier inconvénient des procédés traditionnels de câblage.

En second lieu: le nombre élevé d'heures de travail.

Dans la construction d'un appareillage électronique, après avoir procédé au montage mécanique, on procède au montage électrique qui consiste, nous le savons, à relier entre eux tous les composants constituant le circuit. Cela signifie que, dans la production de séries d'une certaine importance, il est indispensable, pour économiser le temps de travail, de préparer les divers conducteurs constituant les liaisons, déjà coupés à la mesure, ou bien pliés.

Une autre opération, souvent indispensable, consiste à étamer les extrémités des conducteurs, en les recouvrant d'une légère couche d'étain afin de faciliter au maximum la soudure. Il est évident que cela comporte une longue série d'opérations, d'autant plus complexes que le nombre des liaisons à effectuer dans un appareil est lui-même plus important.

Enfin, comme autre inconvénient des méthodes traditionnelles de câblage, nous citerons leur encombrement. C'est pour ces raisons que la technique moderne s'est orientée vers les circuits imprimés, dont l'usage a été étendu à presque toutes les applications de l'électronique et surtout, à celles dont le fonctionnement est basé sur l'emploi des transistors. Il existe des téléviseurs, des calculateurs, des instruments de mesure, etc... dans lesquels la majeure partie du « câblage » consiste précisément en un circuit imprimé.

Afin que le lecteur puisse se rendre parfaitement compte de l'importance de cette innovation relativement récente, nous examinerons les régles de préparation et d'emploi des circuits imprimés, et dans la leçon suivante, leur réalisation pratique.

Avantages des circuits imprimés. - La technique des circuits imprimés est largement utilisée par l'industrie électronique parce qu'elle présente, par rapport à la technique de câblage conventionnelle, des avantages importants.

1°) La fabrication des circuits imprimés et même la soudure des différents éléments sur le circuit peuvent être entièrement automatisées, d'où une réduction importante du prix de revient.

2°) Les procédés industriels de fabrication des circuits imprimés garantissent une reproductibilité parfaite: pas d'erreurs de câblage, pas de modifications des capacités parasites, etc... Ce résultat ne peut pas être atteint par un câblage manuel.

3°) La fixation des éléments sur le circuit lui-même élimine le « châssis » habituel, cher et difficile à réaliser. Elle élimine également un grand nombre de pièces accessoires: vis, rivets, cosses relais, passe-fils, etc... Le circuit imprimé complet est moins cher que tous les éléments qu'il remplace (y compris le fil de câblage).

4°) Cette technique de fabrication permet d'obtenir des ensembles légers, compacts, accessibles, stables. Elle est particulièrement adaptée à la réalisation d'ensembles miniature et a provoqué, chez tous les fabricants de pièces détachées, l'apparition d'éléments spécialement adaptés aux circuits imprimés, qui sont particulièrement simples et peu encombrants.

5°) Enfin, le problème de la réduction du poids de cuivre utilisé est, en partie tout au moins, résolu.

Pour fixer les idées, disons que le poids de cuivre que représente une couche de 35 micromètres (35/1 000 de mm), disposée sur une plaquette isolante de 1 m² de superficie, n'excède pas 300 grammes.

Or, dans une telle plaquette, on peut réaliser un nombre important d'appareils électroniques (quelques

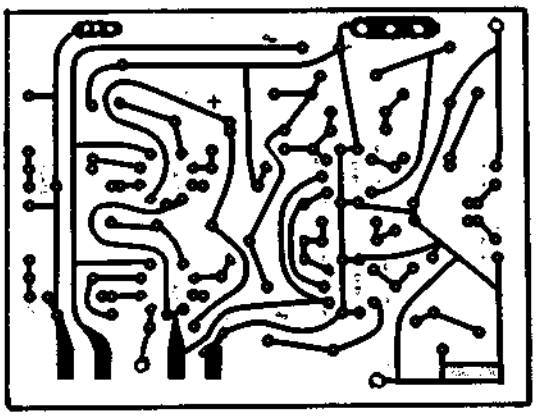


Fig. 1 - Exemple de circuit imprimé: on peut y voir les connexions en cuivre, ainsi que les points de fixation simples et multiples pour plusieurs bornes.

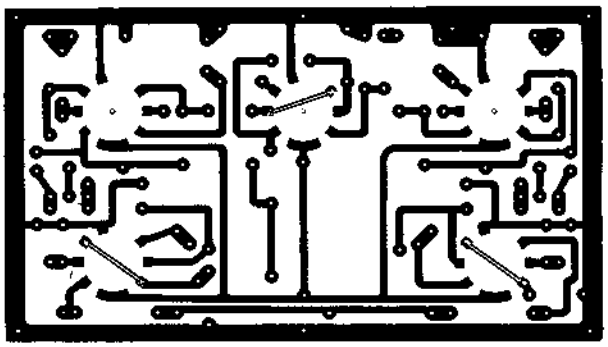


Fig. 2-A - Aspect d'un circuit imprimé d'un appareil à tubes. On peut noter les connexions qui aboutissent aux broches des supports de tubes et aux éléments.

dizaines de téléviseurs, par exemple). Avec le même poids de cuivre, on n'obtiendrait qu'une trentaine de mètres de fil de 1 mm de section.

Applications des circuits imprimés. - Comme le mot lui-même l'indique, un circuit imprimé n'est pas autre chose qu'un « dessin » des liaisons réalisé sur un support isolant; ces liaisons sont disposées d'une façon telle qu'il est possible de relier à leurs extrémités, ou en plusieurs points intermédiaires, les divers composants qui constituent le circuit à proprement parler.

En réalité, le terme « circuit imprimé » est utilisé de façon impropre, alors que l'on devrait distinguer **entre des circuits imprimés et des câblages imprimés.** Au début de cette technique, furent réalisées de petites bases de support sur lesquelles étaient imprimés, non seulement les liaisons, mais aussi quelques composants, comme par exemple: résistances, condensateurs, bobines, etc... Sauf en ce qui concerne les bobines, qui, quelquefois sont encore réalisées sous cette forme (bobinages plats en spirale) le procédé qui permettait de créer directement quelques résistances (au moyen de couches de graphite d'épaisseur convenable), ou quelques condensateurs (constitués par de fines feuilles métalliques séparées par une substance diélectrique), a été presque abandonné, étant donné que l'éventuelle détérioration d'un seul de ces composants rendait parfois impossible la réparation.

Dans ce cas, on pouvait parler effectivement de **circuits imprimés.** La technique actuelle consiste, au contraire, à exécuter sur une plaquette isolante les seuls connexions des éléments, sous la forme de rubans de cuivre très minces, la plaquette ne supportant, par ailleurs que les seuls composants légers, qui sont soudés en des points déterminés sur les rubans.

Pour cette raison, la plaquette devrait porter le nom de **câblage imprimé.** Etant donné toutefois l'emploi assez rare des premiers, l'usage s'est répandu de définir par les termes: circuits imprimés, les plaquettes sur lesquelles ne sont exécutés que les seules liaisons.

La **figure 1** représente un exemple de circuit imprimé, vu du côté où les liaisons sont exécutées. En règle générale, la plaquette isolante n'est garnie de cuivre que sur une seule face. Toutefois, au moyen d'une technique plus élaborée et dans le cas où « l'effet capacitif » qui se manifeste entre les deux faces métallisées de la plaquette, séparées entre elles par un diélectrique constitué par la plaquette elle-même, n'a aucune importance, il est possible de garnir de cuivre les deux.

Un circuit imprimé se compose donc de liaisons entre les composants d'un appareil électronique entier, ou d'une partie de celui-ci, déposées sous forme de rubans en cuivre convenablement façonnés et ayant une épaisseur déterminée, sur un support isolant qui soutient rigidement le circuit entier et ses composants les plus légers (condensateurs, résistances, bobines, tubes, transistors, etc.). La fixation de ces composants est effectuée grâce à la présence de trous de diamètre adéquat, percés sur la plaquette isolante.

En général, pour faciliter en même temps les éventuelles réparations et les contrôles indispensables durant l'essai, ils sont fixés sur la face non cuivrée de la plaquette (cela bien entendu dans le cas où l'on utilise une plaquette métallisée sur une seule face), comme le montre les **figures 2-A** et **2-B** qui représentent un circuit imprimé vu sur ses deux faces.

Naturellement, un dispositif électronique ne consiste pas seulement, nous le savons bien, en un circuit et ses composants: on y trouve aussi les organes de commande extérieurs (potentiomètres, interrupteurs, etc.), les dispositifs d'alimentation (batteries, transformateurs, etc.), dont le poids est souvent tel qu'il empêche leur fixation sur un châssis non métallique. Il est donc nécessaire qu'un circuit imprimé, puisse permettre de loger les connexions des éléments extérieurs, constituées de conducteurs de diverses sections, isolés ou non. Dans ce but, quelques-unes des connexions imprimées sur la plaquette aboutissent à des bornes fixées sur le bord de cette dernière ou en un autre point.

Les **figures 3, 4** et **5** représentent quelques types de « bornes », agrandies pour plus de clarté, adaptées à la fixation des composants ou des liaisons extérieures. La plaquette à câblage imprimé, après avoir été com-

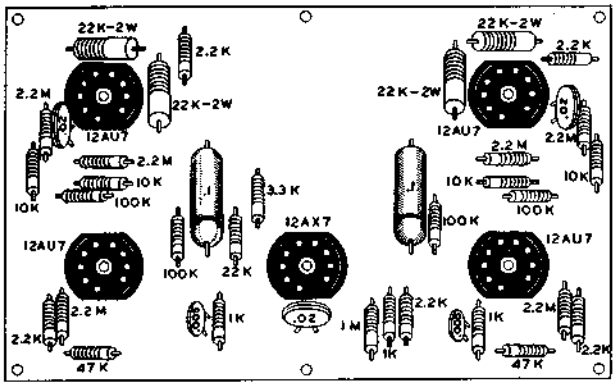


Fig. 2-B - Aspect du circuit imprimé de la figure 2-A, vu de l'autre côté, c'est-à-dire du côté sur lequel sont fixés les différents éléments. Observez l'arrangement rationnel des éléments.

Fig. 3 - Exemples de bornes pour les composants, fixées sur la plaquette.

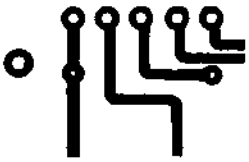


Fig. 4 - Exemples de bornes pour les connexions extérieures, effectuées le long du bord.

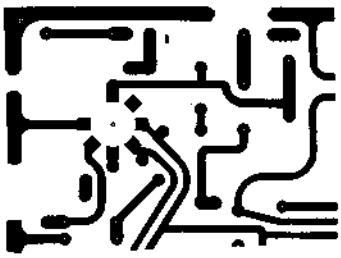


Fig. 5 - Type de circuit imprimé, représenté en partie, sur lequel on peut noter les divers types d'ancrages des connexions intérieures et extérieures.

plétée par les composants qui constituent le circuit, est fixée au moyen de petites équerres ou vis, suivant les cas, les dimensions, les poids, etc... au châssis de l'appareil comme le représente la **figure 6**.

Caractéristiques des matériaux employés. - Pour qu'il puisse présenter, outre ses propres avantages (économie, encombrement réduit, etc...), les mêmes avantages qu'un circuit conventionnel, un circuit imprimé doit posséder les caractéristiques suivantes:

1) Rigidité mécanique suffisante pour supporter le poids des composants sans que des cassures, dues à des chocs ou à des vibrations, ne se produisent.
2) Adhésion parfaite des rubans de cuivre constituant les liaisons sur le support isolant de façon à empêcher le décollement, par suite des tractions exercées par les composants, ou de causes accidentelles (élévation de température, par exemple).
3) Isolement électrique suffisant (avec une bonne marge de sécurité), afin d'éviter des décharges électriques entre les connexions, à cause des différences de potentiel dues aux courants continus ou alternatifs qui les parcourent. Dans ce but, on évite, en général, les angles vifs dans les connexions, comme le représente la **figure 7**.
4) Les dimensions des rubans de cuivre (largeur et épaisseur) doivent être telles que ceux-ci puissent véhiculer le courant sans engendrer des pertes dues à leur résistance ohmique, ni dégager une température élevée, qui provoquerait inévitablement le décollement du métal du support isolant.

   A ce propos, signalons qu'un ruban de cuivre de 3 mm de largeur et 0,035 mm d'épaisseur (35 microns) peut supporter un courant d'une intensité de 3 A; ce qui représente une densité de courant de 30 A/mm² soit dix fois plus qu'un fil ordinaire. Sa résistance linéique n'est que de 0,17 Ω/m. Dans ces conditions, la dissipation de puissance est de 1,5 W/m environ, ce qui est très faible et provoque un échauffement négligeable. De plus, la forme très plate du ruban facilite l'évacuation de la chaleur insignifiante ainsi dégagée.
5) Les liaisons doivent être disposées de façon à permettre le minimum de parcours et la capacité la la plus faible entre les liaisons parallèles ou adjacentes: nous nous référons plus spécialement aux liaisons qui sont parcourues par la H.F.
6) La surface des bornes de chaque connexion doit être telle qu'elle assure une bonne soudure. En un mot, elle doit être en état d'accueillir une quantité d'étain convenable, afin de garantir une robustesse maximum et une résistance de contact minimum.
7) Les dimensions des plaquettes doivent être calculées de façon à abriter facilement, sans provoquer un « trop plein » excessif, les composants du circuit. Par contre, ces dimensions ne doivent pas être excessives, car autrement, on risquerait de compromettre l'un des principaux avantages des circuits imprimés par rapport aux circuits conventionnels, c'est-à-dire la réduction d'encombrement.
8) Enfin, les matériaux utilisés dans la fabrication de la plaquette isolante cuivrée doivent être en état de supporter d'éventuelles variations de température, sans se fendre ni s'altérer dans le temps et le plus possible, imperméables à l'humidité.

En ce qui concerne la face métallisée de la plaquette, on utilise une feuille de cuivre électrolytique. Ce métal a été choisi en raison de sa ductilité et de sa malléabilité, qui permettent sa transformation en fines feuilles ayant une épaisseur constante en tous points, ainsi que pour sa faible résistivité et, enfin, pour la grande facilité avec laquelle il se laisse attaquer par des acides déterminés.

Cette corrosion par les acides est en fait la base de la technique de fabrication des circuits imprimés.

En ce qui concerne le support isolant, qui est le plus souvent rigide, diverses substances ont été conçues; chacune d'elles présente des avantages et des inconvénients. Parmi les diverses variétés actuellement utilisées, il existe des matériaux constitués d'une succession de feuilles d'isolant ordinaire souple (feuille de papier) imbibées d'une substance à base de cellulose, aldéhyde formique et acide phénique. Ces feuilles, après avoir été convenablement essorées, sont chauffées à une température comprise entre 130 et 160 °C.

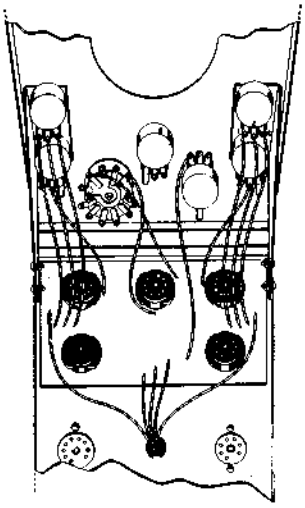


Fig. 6 - Montage du circuit imprimé des figures 2-A et 2-B, sur le châssis de l'appareil. Observez les connexions extérieures des éléments qui ne sont pas fixés sur la plaquette imprimée.

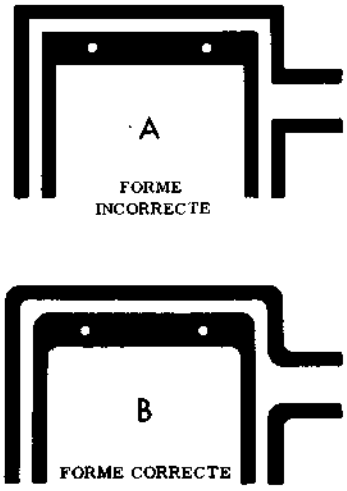


Fig. 7-A - En évitant les angles vifs aux endroits où les connexions changent de direction, on élimine le danger de décharge électriques.

Fig. 7-B - Forme correcte des angles des câblages imprimés. Le raccordement par des lignes courbes donne une plus grande sécurité.

Le matériau ainsi obtenu, de la famille des bakélites, est de couleur marron clair; assez cassant, il impose de prendre de grandes précautions lors du pointage des trous. Bon isolant en atmosphère sèche, en atmosphère humide, il absorbe un peu d'humidité ambiante, ce qui bien entendu réduit la résistance d'isolement.

Une autre variété utilise le papier, mais la substance d'imprégnation est constituée par une « résine époxy », ce qui donne un matériau fini moins cassant, de couleur jaune et de résistance d'isolement plus élevée.

Une troisième variété, enfin, utilise, au lieu du papier, un tissu de fibres de verre imprégné de résine époxy. Ce matériau est, mécaniquement, très résistant. Si la résine n'imprègne pas parfaitement le tissu, il se forme de minuscules canaux par où pénètre l'humidité, ce qui réduit considérablement l'isolement.

Contrairement au châssis métallique, la plaquette isolante d'un câblage imprimé n'assure pas la dissipation de la chaleur dégagée par certains composants: tubes et transistors de puissance, résistances de puissance dissipée supérieure à 2 watts, transformateurs.

C'est la raison pour laquelle l'emploi des circuits imprimés est limité aux équipements dont la dissipation de chaleur n'est pas excessive.

Les dimensions. - L'un des inconvénients majeurs présentés par les supports isolants des circuits imprimés est, surtout la limitation du poids des composants qui peuvent être fixés sur ces supports. C'est la raison pour laquelle, dans les équipements importants, on peut réaliser un circuit imprimé sur lequel est fixée une bonne partie des condensateurs, des résistances, des tubes ou des transistors, etc., tandis que les transformateurs, les valves, les tubes ou transistors de puissance (qui engendrent une température élevée) et tous les autres composants plus encombrants peuvent être fixés sur un châssis métallique et reliés au moyen de connexions conventionnelles, qui aboutissent aux bornes spéciales disposées sur le support.

La **figure 8** représente par exemple le circuit imprimé d'un téléviseur. Celui-ci sert de support à sept tubes, environ cinquante résistances, autant de condensateurs, à deux diodes à cristal semi-conducteur, trois potentiomètres et sept bobines. Les dimensions qui apparaissent ici réduites, sont en réalité de 13 × 27,5 cm. Dans ce cas particulier le support se fixe le long du bord à une ouverture spécialement pratiquée sur le châssis métallique.

Cela en augmente considérablement la rigidité. De cet exemple, il est facile de déduire qu'à condition que l'on prenne certaines précautions particulières pour éviter des torsions et des flexions du support isolant qui pourraient provoquer la rupture de quelques connexions imprimées, les dimensions peuvent être assez grandes de façon à permettre la réalisation selon cette technique moderne d'un appareil complexe.

Dans les cas où l'appareil se compose de plusieurs circuits, c'est-à-dire de plusieurs unités fonctionnant simultanément, rien n'empêche de construire l'appareil en plusieurs unités de circuits imprimés, portant les divers composants, et installées sur un châssis métallique servant de support, en effectuant extérieurement la liaison entre les diverses unités.

Dans l'étude d'un projet de circuit imprimé, il est nécessaire de tenir compte de la différence de potentiel maximum (tension de pointe), qui peut exister entre deux connexions parallèles ou proches sur un parcours plus ou moins long.

Comme il est évident si la distance entre deux conducteurs proches est minime et si la d.d.p. existant entre eux est élevée, il existe un danger de décharge électrique, particulièrement en présence d'humidité ou à cause de résidus dus à la soudure effectuée pendant le montage. Pour cette raison, des distances minimales ont été établies en fonction des tensions maximales présentes. En général, l'espace minimum convenable entre deux connexions est de 1,25 mm; toutefois, on peut adopter d'autres valeurs, calculées au moyen de la formule suivante:

$$\text{distance (en mm)} = \left(0{,}03 + \frac{V^2}{3 \times 10^6}\right) \times 2{,}54$$

où V représente la d.d.p. maximum, en volts.

La largeur des connexions est déterminée en fonc-

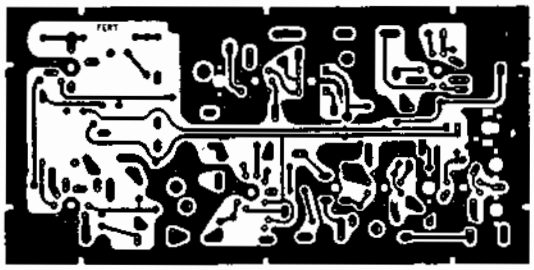


Fig. 8 - Reproduction, en dimensions très réduites, du circuit imprimé utilisé dans un téléviseur.

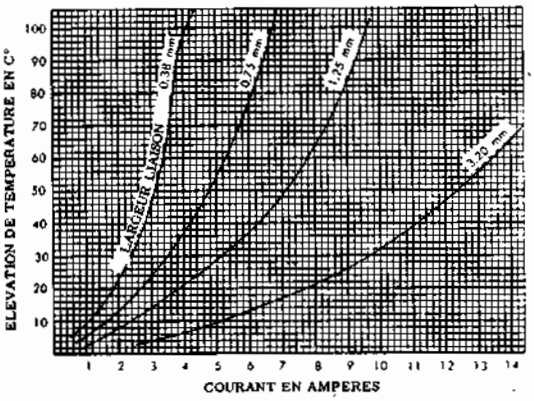


Fig. 9 - Variation de température, en fonction du courant, avec une épaisseur des connexions en cuivre égale à 0,035 mm.

tion du courant qu'elles doivent transporter d'un point à un autre du circuit. Dans les montages utilisant les méthodes traditionnelles de câblage, on emploie des conducteurs en cuivre d'une certaine épaisseur, même dans les circuits où le courant transporté est très faible pour assurer une certaine solidité à la connexion elle-même. Par contre, dans les cas où ces conducteurs sont parcourus par un courant plus intense, comme dans les circuits de chauffage des filaments des tubes, il est nécessaire d'adopter des conducteurs de section telle que leur résistance ohmique soit faible; sinon, celle-ci provoquerait une perte de puissance sous forme de chaleur, une chute de tension prohibitive.

Les mêmes précautions doivent être prises avec les circuits imprimés, avec la seule différence que les connexions étant réalisées au moyen d'un ruban en cuivre ayant une épaisseur constante en tous ses points, l'unique grandeur qu'il soit possible de faire varier est la largeur de la connexion.

En pratique, la section utile de chaque connexion est donnée par le produit entre l'épaisseur du ruban adhérant au support isolant et la largeur de celui-ci.

Les plaquettes isolantes cuivrées ont plusieurs dimensions: l'épaisseur de la feuille de cuivre peut être de 0,035 mm, 0,015 mm ou 0,1 mm selon les cas tandis que l'épaisseur du matériau isolant varie de 0,5 mm (pour les circuits de plus petites dimensions), à 2 mm pour ceux de dimensions importantes. En général, pour un circuit du type représenté par la figure 8, l'épaisseur est de 1,5 millimètres.

La largeur normalement adoptée pour les connexions dans lesquelles circule un courant limité, ne nécessitant pas l'adoption de mesures spéciales de sécurité, est de 1,25 mm.

Il existe pourtant des cas où, le courant transporté étant extrêmement faible, la largeur de la connexion est réduite à une valeur de 0,4 mm; il n'est pas conseillé de descendre au-dessous de cette valeur pour ne pas compromettre la robustesse mécanique.

En général, pour des connexions d'une certain longueur, on cherche à éviter des largeurs supérieures à 3 millimètres, parce que, dans un tel cas, durant l'opération de soudure (dont nous nous occuperons sous peu), il est facile de provoquer des bulles d'air entre le cuivre et le support, compromettant ainsi l'adhésion du cuivre sur l'isolant. Dans le cas où le circuit comporte des connexions parcourues par un courant assez intense, il est donc préférable d'adopter des matériaux dans lesquels le cuivre a une épaisseur maximum.

Dans ce cas, il faut considérer qu'avec une épaisseur de 0,1 mm et une largeur de connexion de 3,2 mm, on obtient une section nette du cuivre égale à $0,1 \times 3,2 = 0,3$ mm². Si l'on considère qu'une connexion de ce genre, exposée à l'air d'un côté et adhérant au support isolant de l'autre, peut être utilisée avec une densité de courant de 10 ampères par mm² et peut, par conséquent, être parcourue par un courant beaucoup plus élevé qu'un ampère, il paraîtra évident que, pour l'alimentation des tubes modernes (qui ont un courant de chauffage minimum de 100 mA et un courant maximum de 600 mA), il est possible d'alimenter plusieurs tubes au moyen d'une seule ligne qui rejoint les divers filaments, ou bien au moyen d'une série de ramifications de la ligne de chauffage, selon les cas.

De toute façon, au moyen des deux graphiques représentés par les **figures 9** et **10**, il est possible de déterminer l'augmentation de température en degrés centigrades, en fonction du courant, pour des connexions de diverses largeurs et de diverses épaisseurs. De tels graphiques il est facile de déduire qu'avec une feuille de cuivre de 0,075 mm, déposée sur un support isolant d'épaisseur 1,5 mm, un courant de 5 ampères qui circule dans un conducteur d'une largeur de 3,2 mm provoque une augmentation de la température de 10 °C seulement, par rapport à la température ambiante: une telle augmentation peut être considérée comme insignifiante en tenant compte que la résistance varie peu.

Dimensions des trous. - Les trous pratiqués sur le support pour permettre l'introduction des connexions des éléments, doivent elles-aussi avoir un diamètre approprié. Il existe des cas où les trous ne doivent recevoir qu'une seule connexion et d'autres où plusieurs connexions doivent aboutir au même point. Du moment que des dimensions standards ont été établies pour les con-

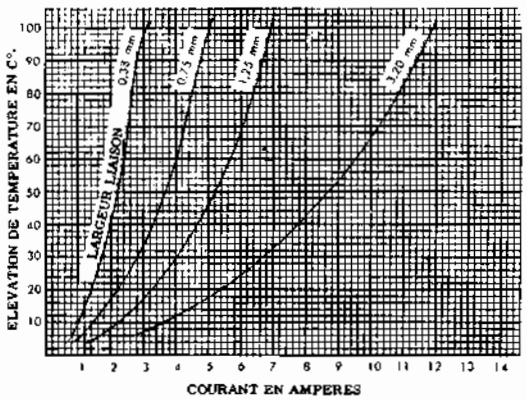


Fig. 10 - Variation de la température, en fonction du courant, avec une épaisseur des connexions en cuivre égale à 0,075 mm.

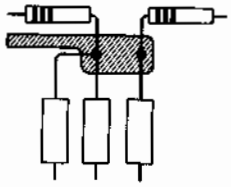


Fig. 11 - Exemple de borne de câblage imprimé, propre à la fixation de divers éléments.

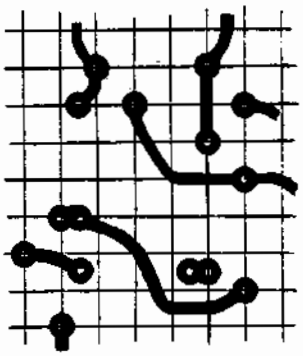


Fig. 12 - « Grille internationale » pour déterminer la position des trous.

ducteurs qui servent de connexions aux condensateurs, résistances, etc., il a été possible de fixer des dimensions également standard pour les trous.

Le diamètre de ces trous varie, en général, entre quatre valeurs: 0,7 - 1,0 - 1,3 et 2,0 mm (+ 0,1 millimètre). Naturellement dans le cas où le diamètre maximum n'est pas suffisant pour recevoir toutes les connexions convergeant vers ce point, cela devra être pris en considération lors de l'établissement du projet.

Pour éviter un trou de dimensions excessives qui pourrait compromettre la robustesse du support, on préfère pratiquer deux trous rapprochés, sur une unique zone de cuivre qui, après la soudure, met en contact les deux connexions comme le montre la **figure 11**.

La grille internationale. - En règle générale, dans l'établissement du projet d'un circuit imprimé, il faut disposer sur un plan les divers éléments qui devront être fixés sur la plaquette, dans le but d'établir à priori les dimensions idéales de la plaquette elle-même et le parcours logique des connexions, ainsi que pour éviter les croisements entre ces dernières (évidemment impossibles) et pour limiter opportunément la longueur.

Puisque les éléments principaux (résistances, condensateurs, etc.) ont des dimensions standards établies conformément aux accords internationaux, il est nécessaire de s'en tenir à un modèle dénommé « grille internationale » du type représenté par la **figure 12**. Il s'agit comme on peut le voir, d'un réseau dans lequel les carrés ont tous un côté de 2,54 mm, c'est-à-dire égal à un dixième de pouce anglo-saxon.

Une fois la disposition des éléments établie, il ne reste plus qu'à déterminer la position des trous qui seront pratiqués aux points de fixation. Ces trous sont normalement pratiqués au point de croisement de deux droites de la grille, c'est-à-dire d'une horizontale et d'une verticale. Dans le cas où il faut réaliser des circuits imprimés pour des appareils miniaturisés, comme les amplificateurs à transistors pour prothèses auditives, on a recours à une grille sous-multiple de la grille déjà citée dans laquelle les carrés ont un côté égal à 1,27 mm. Suivant cette norme, on aura la possibilité de disposer les éléments selon un ordre logique et, autant que possible, symétrique, faisant une économie maximum d'espace due à la disposition rationnelle.

Outre cette précaution, les circuit imprimés ont généralement une marge extérieure inutilisée, le long du périmètre, dont le but est de permettre l'éventuel ajustage mécanique de la plaquette dans le cas de réalisations expérimentales et d'éviter que les connexions extérieures ne suivent directement le bord de la plaquette, avec le risque de décharges électriques vers la masse dues aux éventuelles tensions d'une certaine importance existant entre la liaison et la masse.

Une fois la position des trous établie, on a la certitude qu'en adoptant les éléments prévus expressément pour l'emploi dans les circuits imprimés, les connexions pliées à angle droit ou de la façon la plus convenable selon les cas, correspondront à un multiple de la distance standard de 2,54 mm. En d'autres termes, toutes les résistances de 0,25 W, de 0,5 W, de 1 W, etc., ainsi que les condensateurs, pourront être fixés entre deux trous séparés par la distance standard.

La fixation des éléments. - Alors que le montage électrique d'un appareil construit selon les techniques de câblage conventionnelles, implique l'emploi de bases de fixation, de plaquettes relais, etc., dans le montage d'un circuit imprimé cela n'est plus nécessaire car, nous l'avons vu la plaquette isolante comporte tous les trous prédéterminés ayant un diamètre apte à recevoir les connexions convergeant en un certain point. Pour la fixation des éléments, on a recours à des mesures particulières que nous examinerons succinctement.

Les connexions des résistances et des condensateurs ont toutes une longueur presque toujours supérieure à celle qu'est nécessaire. Une fois établie la position par rapport au plan de la plaquette, il faut plier convenablement les connexions pour permettre leur introduction dans les trous prévus.

Les éléments aptes à l'emploi dans les circuits imprimés peuvent être subdivisés en deux catégories principales: éléments de petites dimensions, tels que les condensateurs, les résistances, pourvus de connexions

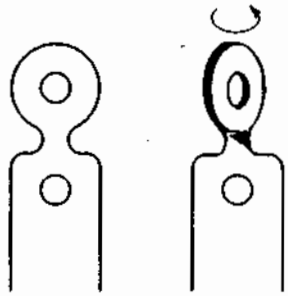


Fig. 16 - Méthode de torsion de la cosse; pour la fixation des supports de tubes sur la plaquette.

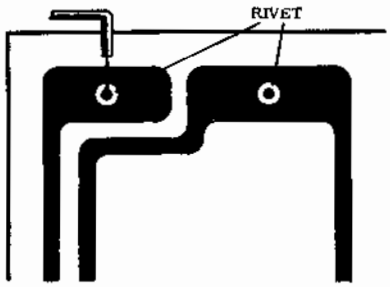


Fig. 17 - Application d'oeillets pour l'ancrage de connexions extérieures.

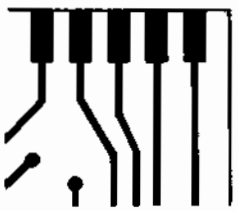


Fig. 18 - Exemple de bornes imprimées à « languette », pour des connexions extérieures au moyen de contact à ressort de pression.

axiales (voir **figure 13**) ou radiales (voir **figure 14**), lesquels peuvent être fixés simplement au moyen d'une soudure des connexions elles-mêmes (après les avoir nécessairement raccourcies), et éléments de formes et de dimensions variées pour la fixation desquels il peut être nécessaire d'utiliser un système mécanique, indépendemment de la soudure des connexions.

Les petits éléments cylindriques peuvent être fixés sur le support isolant de trois façons: selon le plan de la plaquette (disposition horizontale), comme le montre la **figure 15-A**; perpendiculaires au plan comme le montre la figure 15-**B** et inclinés par rapport au plan, comme le montre la figure 15-**C**.

Ces deux dernières positions sont désastreuses et, en conséquence, on ne doit y recourir que lorsque la place fait défaut. En effet, d'une part le fil qui traverse la plaquette étant très court, provoque lors du soudage un échauffement exagéré de la résistance; d'autre part, le fil peut être soumis, lors de la manipulation de la plaquette, à des contraintes mécaniques dangeureuses, par exemple à la suite d'un choc.

Répétons que dans chaque cas la simple soudure des connexions aux points correspondants sur le circuit imprimé, constitue aussi bien le contact électrique des éléments que le système de fixation mécanique.

En ce qui concerne les autres éléments, il faut adopter d'autres précautions. Considérons, par exemple, un support de tube. Il est évident que pour assurer un bon contact entre les broches du tube et les contacts du support, il est nécessaire que ces derniers exercent une certaine pression sur les dites broches .Cette pression, en tenant compte du nombre des broches, difficilement inférieur à 7, rend quelque peu difficile l'introduction du tube dans le support, ou son extraction.

Si celui-ci était fixé au circuit imprimé par l'intermédiaire de la seule soudure des contacts, après un certain nombre d'extractions répétées du tube, il pourrait se produire des ruptures dangereuses de quelques broches. Pour cette raison, les supports aptes à l'emploi dans les circuits imprimés sont pourvus de contacts ayant une longueur et une forme permettant leur introduction dans les trous correspondant pratiqués sur la plaquette et une légère torsion de la partie saillante du côté opposé. Cette torsion, comme le montre la **figure 16**, empêche que le support ne sorte de sa position, indépendemment du fait que la soudure ait été effectuée ou non. De cette façon, à la soudure à l'étain est confié le seul soin d'assurer un bon contact électrique, lequel ne sera par la même soumis à aucune traction mécanique et cela pour le plus grand profit de la sécurité de fonctionnement.

Les blindages des tubes ne doivent être utilisés que pour des tubes de faible puissance dissipée. En effet le blindage ordinaire contrarie la circulation de l'air ambiant devant refroidir le tube; il en résulte la surchauffe de certaine parties de l'enceinte du tube, ce qui est très dangereux pour la vie du tube.

Cependant, il existe des blindages spéciaux dits «dissipateurs de chaleur», qui peuvent être employés pour des tubes dissipant une puissance importante.

Il existe des cas où les potentiomètres, les transformateurs d'alimentation ou de basse fréquence, les inductances de filtre, les condensateurs variables, etc..., ont des dimensions telles qu'ils ne peuvent être fixés directement sur une plaquette à circuits imprimés. Dans ce cas, on a recours à des éléments ayant des caractéristiques telles qu'ils s'adaptent (tant pour la fixation mécanique que pour le contact électrique) à la perforation basée sur la grille internationale précédemment citée. Les seuls éléments pour lesquels la grille est souvent négligée, sont les supports de tubes déjà cités, dans lesquels les contacts étant distribués sur une circonférence, il n'est pas toujours possible de les faire coïncider tous exactement avec la position d'un point de croisement de deux coordonnées de la grille.

En vue de l'utilisation plus rationnelle de l'espace disponible sur une plaquette, la seule façon de fixer les éléments consiste à les placer verticalement de façon que leur axe soit perpendiculaire au plan de la plaquette. Cela comporte toutefois une augmentation de l'épaisseur de l'ensemble une fois le montage terminé, surtout en ce qui concerne les tubes et les autres éléments de dimensions plus importantes. Toutefois, il est clair qu'à l'exception des cas où les monta-

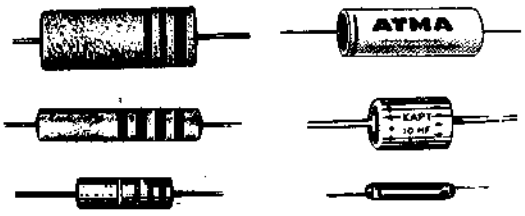


Fig. 13 - Types d'éléments cylindriques, à connexions axiales, propres à être employés dans les circuits imprimés.

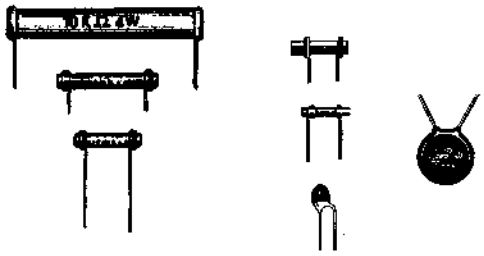


Fig. 14 - Eléments cylindriques et au mica, à connexions radiales, d'emploi courant dans les circuits imprimés.

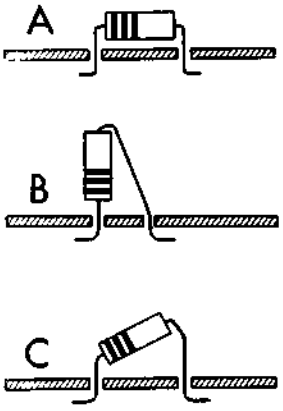


Fig. 15 - Méthodes de fixation des éléments (dans ce cas, des résistances) sur les circuits imprimés: en A, position horizontale; en B, position verticale et, en C, position inclinée.

ges sont ultra-compacts, dans lesquels les réparations sont rendues extrêmement difficiles, le système de la plaquette à circuits imprimés permet une économie notable d'espace et de plus, la réalisation d'appareils plus petits et plus légers, ce qu'il n'est pas possible d'obtenir avec les méthodes traditionnelles de câblage.

Bornes de contact. - Les bornes destinées à la liaison de la plaquette à circuits imprimés avec la partie restante de l'appareil (commandes sur le panneau, haut-parleur, alimentation, etc.) se divisent également en trois types principaux: contacts directs au moyen de la soudure (avec ou sans pièce), contacts par ressort (au moyen de languettes de pression) et contacts par support.

Dans le premier cas, il s'agit de zones en cuivre faisant partie du ruban lui-même déposé à l'origine sur le support isolant et de dimension telles qu'elles puissent permettre l'application d'une quantité suffisante d'étain pour assurer un bon contact. Avec ce système, il convient parfois d'appliquer au trou pratiqué au centre de la zone en cuivre, un rivet ou un oeillet, ou encore une pièce de laiton, à laquelle il est possible de souder la borne de connexion extérieure. Un exemple est représenté par la **figure 17**. Comme on peut le remarquer dans ce cas, l'effort mécanique est supporté par le rivet, alors que la soudure pourvoit seulement à la sécurité du contact électrique.

Dans le cas des contacts par ressort, il s'agit de zones en cuivre existant le long d'un ou de plusieurs côtés de la plaquette, comme le montre la **figure 18**. Le raccord entre la plaquette et la partie extérieure du montage ne s'effectue pas au moyen de bornes soudées, mais en introduisant la plaquette elle-même dans un guide qui retient le circuit imprimé de façon que chaque languette en cuivre, sur les bords, soit en contact avec un ressort parcourant la zone en cuivre: le principe est représenté par la **figure 19**.

Enfin, le système de contact par support consiste à appliquer un contacteur au bord du circuit imprimé. Normalement, il s'agit d'une série d'épines, retenues dans une enveloppe de matériau isolant, soudées postérieurement aux bornes périphériques.

Les deux derniers systèmes permettent le remplacement rapide d'un circuit défectueux par un autre circuit ayant les mêmes caractéristiques; il sont employés dans les cas où plusieurs circuits imprimés font partie d'un unique appareil, comme dans les calculateurs électroniques et dans d'autres appareils du même genre.

La soudure des éléments - Dans le cas de la réalisation d'un prototype, ou d'un petit nombre d'unités, la soudure des divers contacts d'un circuit imprimé peut être effectuée normalement avec un fer à souder classique. Il est nécessaire, pourtant, que la puissance électrique du fer à souder, donc la quantité de chaleur produite, soit tout juste suffisante pour faire la soudure. Dans le cas contraire, et bien que les matériaux aient été choisis spécialement pour assurer l'adhésion maximum du métal (cuivre) sur le support, ainsi que la résistance maximum aux températures élevées, il est facile de brûler la surface du support lui-même, causant un grave préjudice au circuit imprimé. On doit agir de façon à effectuer la soudure une seule fois, après s'être assuré qu'aucune autre connexion ne doit aboutir en un point donné. Il est recommandé de souder rapidement avec une panne très propre, en évitant que l'étain liquéfié ne puisse atteindre sa température d'ébullition.

Dans le cas de production de série, toutes les firmes qui construisent des appareils à circuits imprimés sont depuis longtemps pourvues d'équipement adaptés à ce que l'on appelle la **soudure par immersion**, ou soudure au trempé. Dans ce but, il existe de petites bassines spéciales qui prennent le nom de « creusets », dans lesquelles, au moyen d'une résistance électrique réglée par un thermostat qui en interrompt le fonctionnement lorsqu'elle a atteint une température élevée, l'étain est gardé à l'état liquide.

La plaquette pré-montée, portant tous les éléments fixés à leur place, avec les connexions déjà coupées à la longueur voulue, est maintenue à une certaine hauteur au dessus du niveau de l'alliage fondu. Mécaniquement il est possible d'abaisser la plaquette de sorte que le circuit imprimé entre, par sa face inférieure, en contact avec la surface liquide.

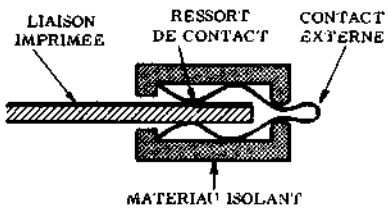


Fig. 19 - Coupe d'un contact à ressort, vu de côté.

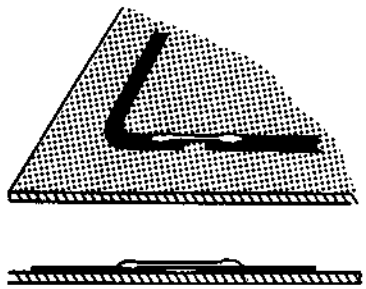


Fig. 20 - Réparation de la rupture d'une connexion imprimée, au moyen de la soudure d'un segment de conducteur placé longitudinallement sur la connexion interrompue.

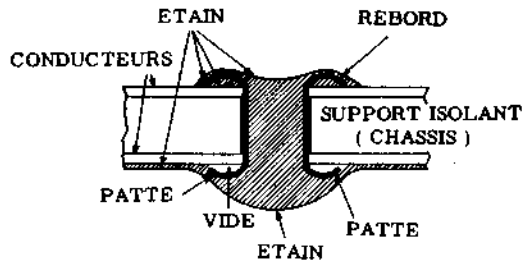


Fig. 21 - Réparation de la rupture de cuivre d'un oeillet, L'étain appliqué doit recouvrir l'intérieur de l'oeillet, du côté du rivetage, afin d'assurer le contact.

Il est nécessaire que la face cuivrée de la plaquette ne fasse qu'effleurer la surface de l'étain en fusion, car si on l'enfonçait dans le bain, la soudure coulerait partout, détériorant ainsi les composants électroniques, ou établissant des court-circuits entre eux.

La durée du contact est réglée de façon à permettre une soudure parfaite, sans par ailleurs brûler la superficie du support. Naturellement, ce temps est critique, il est de trois ou quatre secondes et dépend de la température du bain et de sa composition.

Le support qui tient la plaquette doit être animé d'un mouvement bref et d'amplitude réglée avec précision, de façon à assurer une immersion rapide de toute la face cuivrée de la plaquette.

Un autre procédé bien meilleur que celui-ci est celui dit de la « soudeuse à vague ». Dans ce procédé, la plaquette est placée sur un chariot qui la déplace horizontalement à une certaine distance du niveau du bain d'étain liquide, maintenu à une température constante. On provoque alors au sein du liquide, par pompage, des « vagues » qui jaillisent par une fente horizontale et viennent ainsi lécher la surface cuivrée de la plaquette. Avant que l'étain ne se soit solidifié, on relève le circuit et l'on imprime au support isolant des coups secs de façon à faire tomber les gouttes de soudure qui resteraient en certains endroits et risqueraient de provoquer des court-circuits.

Il n'est pas difficile de comprendre l'économie énorme de temps que permet la technique de la soudure au trempé. Celle-ci a valorisé l'emploi des circuits imprimés, permettant une réduction des coûts de production, due à l'économie de main-d'oeuvre.

Protection et conservation - Une fois le circuit imprimé terminé, il est protégé contre les agents atmosphériques extérieurs, tels que l'humidité, la poussière les vapeurs de substances corrosives etc. Le procédé de protection consiste à assécher complètement le support et ses éléments en le soumettant un certain temps à de l'air chaud absolument sec après quoi le circuit tout entier est recouvert d'un vernis spécial transparent qui le rend imperméable à l'humidité.

Naturellement, le vernis déposé à l'aide d'un jet doit être tel qu'il puisse s'évaporer rapidement en présence d'une source de chaleur élevée, comme par exemple la panne d'un fer électrique à souder.

Réparations des circuits imprimés. - Dans le cas où l'on doit remplacer un ou plusieurs éléments, on doit tout d'abord effectuer avec les précautions nécessaires le dessoudage de la partie détériorée et le ressoudage des éléments neufs. Il est bon d'éviter d'ajouter de l'étain à celui déjà existant: il est toujours convenable d'étamer la connexion des éléments à souder, de la couper à la longueur voulue, d'effectuer la soudure en fondant l'étain déjà présent sur la zone relative de cuivre. Une quantité plus importante d'étain implique un temps de soudure et un temps de refroidissement plus longs.

L'une des pannes les plus courantes dans les circuits imprimés est la rupture d'une connexion, à la suite d'une traction ou d'une flexion de la plaquette, ou la fêlure de l'étain qui unit un contact quelconque avec une surface en cuivre. Pour effectuer la réparation dans le premier cas, il suffit de procéder comme le montre la **figure 20**: on coupe un morceau de fil fin de cuivre nu, ayant une longueur d'environ 2 cm (ou moins, selon les cas) et on l'applique longitudinallement sur la connexion interrompue. Une fois placé de sorte que la moitié de sa longueur soit d'un côté de la rupture, et la seconde moitié de l'autre côté, on recouvre le fil de soudure, au moyen d'un petit fer à souder, en prenant les mêmes précautions (peu d'étain et rapidité d'éxécution) que pour la soudure à main des éléments.

Dans le cas de rupture du cuivre autour d'un oeillet de fixation, il convient de procéder comme le montre la **figure 21**. Si le circuit imprimé existe sur une seule face de la plaquette, le côté opposé peut servir pour l'éventuelle fixation d'un élément; dans le cas contraire, le rivet utilisé constitue le « pont de connexion » avec lequel les deux bornes sont en contact entre elles.

Leçon n° 137

LA REALISATION D'UN CIRCUIT IMPRIME

Les procédés techniques relatifs à la réalisation des circuits imprimés ont subi, dans le temps, un développement prodigieux.

Les origines du circuit imprimé sont déjà lointaines: bien avant que la technique photographique et, en particulier, celle se rapportant au domaine de la photomécanique, n'eut atteint le niveau de développement que nous lui connaissons actuellement. Pour cette raison, les difficultés rencontrées à cette époque (il y a trente ans environ), ont rendu impossible l'application pratique, c'est-à-dire l'exploitation industrielle.

Tous les techniciens oeuvrant dans ce domaine ont réalisé de nombreuses expériences afin d'obtenir un bon résultat avec le minimum de temps et un bon prix de revient. De façon à connaître tous les systèmes de contruction, nous examinerons sommairement les diverses solutions, puis nous étudierons en détail la solution qui est actuellement utilisée industriellement.

Après quelques essais basés sur la technique de **dépôt** des connexions (vernis à base d'argent) sur une plaquette isolante, on sut qu'une meilleure solution résidait dans la technique inverse, c'est-à-dire dans l'attaque, au moyen de solutions acides, de zones entières d'une surface métallique adhérant à un support isolant, de façon à ne laisser subsister que le métal constituant les connexions.

Tout cela conduisit à un procédé chimique, basé sur la protection partielle d'une surface de cuivre (représentant les connexions) au moyen des vernis spéciaux et sur l'immersion de la plaquette ainsi préparée, dans des solutions acides qui attaquent le métal non protégé. A la fin de l'immersion et après avoir enlevé, au moyen de solvants, le vernis protecteur, on obtenait un circuit constitué par des lignes en cuivre convenablement dimensionnées et distribuées.

Le vernis protecteur était appliqué sur la connexion voulue au moyen de pinceaux ou de plumes spéciaux. Cependant, par ce procédé les bords des connexions étaient découpés après la corrosion (**figure 1**) à cause de la difficulté de distribution régulière et uniforme du vernis. Cela compromettait aussi bien l'isolement que la durée.

On a également essayé une méthode électrolytique de dépôt des connexions. On dessinait tout d'abord le circuit en grandeur nature sur la plaquette isolante, au moyen d'un crayon à base de graphite. Le circuit ainsi préparé était alors plongé dans une solution de sulfate de cuivre, après avoir mis les connexions dessinées au graphite en contact entre elles et, à leur tour, en contact avec le pôle négatif d'une batterie. L'autre pôle de la batterie était relié à une électrode en cuivre, plongée elle-aussi dans la solution. Par suite du phénomène d'électrolyse bien connu, le cuivre contenu dans la solution se déposait sur les lignes de graphite, jusqu'à ce qu'il atteigne l'épaisseur désirée.

Cette méthode aussi fut abandonnée très rapidement à cause de la très faible adhésion du cuivre sur le support isolant.

LA METHODE ACTUELLE

Les diverses phases de réalisation du circuit imprimé dans son aspect définitif, c'est-à-dire jusqu'au point où il est possible de fixer les divers éléments et de les souder de la manière que nous avons décrit dans la leçon précédente, peuvent être classées comme suit:

1) **Etablissement du projet du circuit** - Il s'agit d'établir avec exactitude le schéma électrique de la partie de l'appareil à construire, qui sera concentrée sur la plaquette à circuit imprimé, ainsi que la nomenclature et les dimensions exactes des éléments qui doivent être fixés sur la plaquette. Cela est indispensable pour entreprendre la phase suivante.

2) **Disposition des éléments et exécution du dessin** - Dans cette phase, on dispose les éléments sur un plan (feuille de dessin) et on trace avec un crayon les liaisons qui les connectent entre eux, ainsi que celles nécessaires à la liaison du circuit imprimé avec la partie restante de l'appareil. Pendant ces opérations, on est souvent contraint de refaire tout ce travail plusieurs fois, à cause de la difficulté d'éviter le croisement entre deux ou plusieurs connexions. Ainsi que nous l'avons déjà dit, les circuits imprimés sont presque toujours réalisés sur un seul côté de la plaquette isolante; en conséquence, il est évident que toutes les connexions doivent suivre un parcours déterminé, sans se croiser en un point quelconque.

De toute façon s'il y avait un croisement, il serait indispensable d'utiliser un « pont » en fil de cuivre placé sur la face non cuivrée et reliant deux points de soudage, ou soulevé par rapport au circuit, comme l'indiquent les **figures 2-A** et **2-B**; cependant, cela va évidemment à l'encontre des avantages offerts par le circuit imprimé.

Une fois la position des éléments et le parcours des

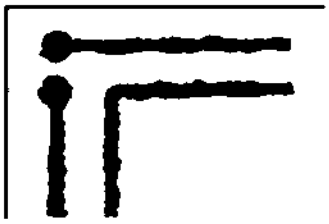


Fig. 1 - Aspect des câblages imprimés, résultant de l'application à la main du vernis protecteur vu grandeur nature. On remarque l'irrégularité des bords qui détermine des variations considérables de la section du conducteur.

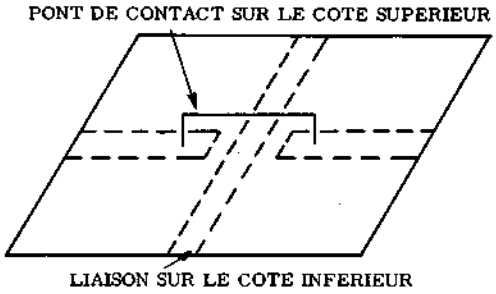


Fig. 2-A - Utilisation d'un «pont» en fil de cuivre placé du côté opposé à celui des connexions, au moyen duquel on évite le croisement entre deux connexions imprimées.

diverses connexions établis avec exactitude, on peut passer à la troisième phase.

3) **Dessin définitif sur calque** - Le circuit imprimé est dessiné d'une manière définitive sur une surface transparente ou translucide, en se basant sur le dessin antérieur, c'est-à-dire en tenant compte de la position des éléments et des prises pour les connexions extérieures; afin d'obtenir une grande précision, on donne à ce dessin des dimensions beaucoup plus grandes que celles qui sont en réalité nécessaires.

4) **Réalisation du négatif pour photogravure** - Le dessin original montrant les connexions en noir sur fond blanc, est photographié dans les dimensions voulues (réduites); on obtient donc un film négatif sur lequel les parties noires du dessin sont parfaitement transparentes tandis que les zones blanches sont complètement noires.

5) **Tirage des positifs** - Le négatif ainsi obtenu peut être utilisé tel qu'il est pour la photogravure par exemple, pour des réalisations en très petit nombre. Lorsque l'on désire réaliser un grand nombre de circuits imprimés identiques (grande industrie), on tire à partir du négatif obtenu, plusieurs dizaines de positifs que l'on place côte à côte, de façon à obtenir sur une grande feuille photosensible, un autre négatif destiné à la photogravure.

6) **Report sur cuivre par photogravure** - La feuille de cuivre déposée sur la plaquette isolante, dont l'épaisseur, calculée lors de l'établissement du projet, est fonction de l'intensité des courants qui circuleront dans les connexions, est enduite d'un produit photosensible. La plaquette est alors uniformément exposée à la lumière pendant plusieurs minutes, à travers le film négatif appliqué directement sur la couche photosensible déposée sur la feuille de cuivre.

7) **Développement** - La plaquette ainsi exposée à la lumière est plongée dans un bain solvant ou révélateur dont le rôle est de dissoudre, soit la partie de la couche qui n'a pas été exposée à la lumière, soit au contraire, la partie exposée, selon le procédé employé.

8) **Attaque du cuivre** - Après le développement, la plaquette est soumise à un lavage soigné qui extirpe soigneusement les zones d'émulsion qui ont été dissoutes précédemment. On la plonge alors une seconde fois dans un bain de substances en solutions qui ont la propriété d'attaquer le cuivre. Pendant cette immersion, les zones de la feuille de cuivre protégées par l'émulsion photosensible qui n'a pas disparu restent intactes, tandis que les autres sont complètement rongées. On arrive ainsi à obtenir , en quelques minutes, des rubans de cuivre convenablement façonnés sur le support isolant dont la forme est en tout point identique au dessin original du paragraphe 3.

9) **Découpage et perçage - Protection** - Le circuit ainsi préparé est successivement lavé, équerré, percé aux points où cela est nécessaire et, enfin, recouvert d'un vernis transparent qui évite l'oxydation du cuivre et le protège de l'influence des agents atmosphériques. Dans ces conditions, les plaquettes peuvent être enveloppées dans du papier et conservées indéfiniment.

Après avoir examiné, succintement les diverses phases de la réalisation des circuits imprimés, nous pouvons les étudier en détail.

ETABLISSEMENT DU PROJET DU CIRCUIT

Si l'appareil que l'on désire réaliser comporte un grand nombre de composants, on le fractionne en plusieurs plaquettes. En effet, une plaquette unique devrait avoir, pour loger tous les éléments, des dimensions importantes et serait de ce fait, moins solide.

Une fois établies les caractéristiques de l'appareil à réaliser, il faut établir la nomenclature des éléments qui peuvent être fixés sur le circuit imprimé et de ceux qui devront l'être en dehors de lui. Dans ce cas des appareils récepteurs à transistors du type « miniature » dont les composants sont si petits qu'ils peuvent être fixés presque tous sur la plaquette, les seuls éléments qui doivent l'être en dehors du circuit imprimé sont: le haut-parleur et la batterie d'alimentation.

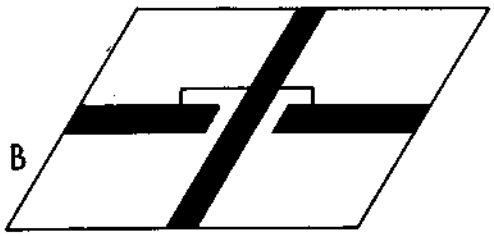


Fig. 2-B - Utilisation d'un «pont» placé du même côté que les connexions: le conducteur utilisé doit être soulevé afin d'éviter le contact avec l'autre ruban de cuivre.

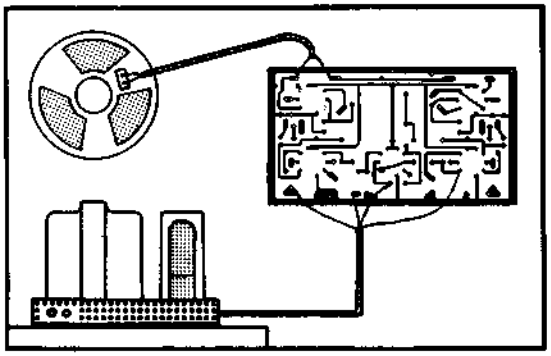


Fig. 3 - Exemple d'emploi d'un circuit imprimé dans un récepteur. Les bornes pour les connexions extérieures se trouvent du côté faisant face aux composants auxquels elles aboutissent.

Quand il s'agit d'appareils de dimensions importantes, il faut, au contraire, séparer le transformateur d'alimentation assez encombrant, les commandes extérieures, les tubes et les autres organes qui dégagent pendant le fonctionnement une chaleur considérable et tous les éléments qui, sur la base de ce que nous avons dit dans la leçon précédente, ne peuvent pas être montés sur la plaquette d'un circuit imprimé. D'après le schéma de principe de l'appareil, on prépare le dessin du schéma du circuit imprimé proprement dit.

En se basant sur ce schéma, il sera assez simple d'établir sur quels côtés devront être disposées les prises. Le choix de la position des points de fixation doit évidemment être fait selon la position relative des organes (potentiomètres, transformateur, etc.).

Par exemple, si le transformateur doit, pour des raisons particulières, être installé sur le fond de l'appareil, on tâchera que les points de fixation relatifs existant sur le circuit imprimé, soient disposés sur le bord inférieur de la plaquette (**figure 3**). Dans le cas contraire, les connexions nécessaires devraient suivre inutilement un parcours plus long, au risque d'induire des champs magnétiques.

DISPOSITION des ELEMENTS et EXECUTION du DESSIN

En règle générale, les dimensions de la plaquette ainsi que sa forme, sont établies selon l'espace occupé par les différents organes: toutefois, il existe des cas où les dimensions de la plaquette sont imposées par l'espace disponible; dans ce cas les éléments devront être disposés de façon à utiliser au mieux la surface disponible, en superposant quelques uns d'entre eux, si cela est nécessaire.

En somme, le travail consiste à disposer tous les éléments sur une feuille de papier à dessin, afin que l'on puisse se rendre compte de l'encombrement du circuit entier. Pendant la disposition des organes, on devra déterminer la position des points de fixation: en d'autres termes, on obtiendra une seconde version du schéma électrique, mais cette fois les symboles schématiques des différents éléments seront remplacés par la forme des éléments proprement dits, avec leurs dimensions réelles.

Un détail d'une importance extrême dans l'exécution de ce travail consiste à éviter les croisements des connexions; ceux-ci bien qu'ils soient possibles dans un câblage classique, doivent absolument être évités dans les circuits imprimés. Dans ce but, il est nécessaire d'essayer expérimentalement les solutions possibles, en faisant converger en un point unique toutes les connexions qui doivent être reliées ensemble.

Lorsque cela s'avère impossible, on peut résoudre le problème soit en interrompant l'une des deux connexions, comme nous l'avons signalé précédemment, en rétablissant par la suite le circuit au moyen d'une connexion placée sur la face opposée de la plaquette, soit en éliminant de la plaquette elle-même l'élément qui provoque le croisement et en le fixant en dehors d'elle. De toute façon cela se produit très rarement.

Un second détail se rapporte aux connexions tracées avec un crayon sur la feuille à dessin placée sous les éléments, lesquelles, en réalité, vont se trouver sur le côté opposé. Nous savons, en effet, qu'en pratique les organes sont fixés sur la face non cuivrée de la plaquette.

C'est pour cette raison que ce travail est exécuté en plusieurs phases successives: pendant la première, les connexions sont tracées sur le plan d'appui des éléments, comme nous l'avons signalé précédemment, au moyen d'un crayon noir courant. Pendant la seconde, on trace sur le même plan les contours des éléments (en marquant l'encombrement maximum par projection horizontale) et on indique dans chaque contour les valeurs relatives afin de pouvoir les repérer. En plus de cela, on marque avec une précision extrême les positions des trous par où les connexions à souder devront passer. Le contour des éléments ainsi que la position des trous, sont tracés avec de l'encre, ou avec un crayon dur. Ensuite, on sépare les éléments de la feuille et on place celle-ci, inversée, sur un verre dé-

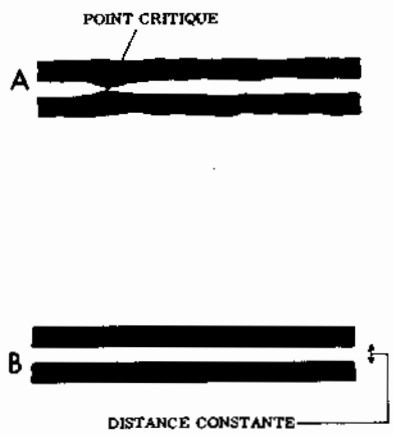


Fig. 4-A - Présence de points critiques dus aux irrégulatrités des bords des connexions imprimées.

Fig. 4-B - Si, au contraire, les bords des connexions imprimées sont réguliers, séparés par une distance constante, le risque de décharge devient négligeable.

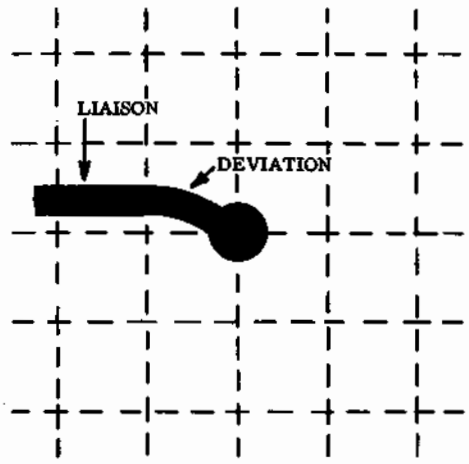


Fig. 5 - Déviation d'une connexion, pour l'adapter à la grille internationale.

poli (au-dessous de ce dernier on installe une lampe allumée), afin de pouvoir décalquer sur l'autre face les connexions tracées avec le crayon.

Ce travail étant achevé, on peut effacer les connexions effectuées en premier sur le côté opposé. Ce faisant la feuille représentera, plus ou moins, l'aspect du circuit imprimé, ayant les connexions d'un côté et les composants de l'autre.

On doit déployer un soin particulier pendant ce travail quand il s'agit d'établir la position et l'orientation des supports de tubes, alors qu'on doit tenir compte soit des nombreuses connexions qui aboutissent à ceux-ci, soit du parcours des conducteurs qui amènent le courant alternatif de chauffage (lesquels ne devront pas, naturellement, être parallèles aux parcours du signal basse fréquence) soit, enfin, de la position critique des trous correspondant aux broches. En d'autres termes, le dessinateur d'un circuit imprimé doit connaître exactement toutes les fonctions qui se produisent dans le circuit en question lorsqu'il est mis en service, ainsi que les tensions existant entre les divers conducteurs (pour déterminer la distance convenable), l'intensité du courant (pour établir la largeur des conducteurs), la position et le but des bornes de liaison avec la partie extérieure du circuit, etc.

Une fois le circuit tracé sur les deux côtés de la feuille c'est-à-dire après avoir déterminé la position de tous les composants et le parcours des connexions relatives ainsi que la position des trous qui devront être pratiqués sur la plaquette on peut commencer le dessin définitif sur calque.

DESSIN DEFINITIF sur CALQUE

Il s'agit du dessin détaillé et précis du circuit imprimé, c'est-à-dire, uniquement des connexions qui devront être reportées sur le cuivre déposé sur le support isolant. Ce dessin est réalisé en dimensions notablement supérieures à celles effectivement nécessaires, pour des raisons que nous signalerons par la suite.

Seul un dessinateur très habile est capable de dessiner avec une précision suffisante des objets de petites dimensions: par contre, il est bien évident qu'un dessin de grandes dimensions, que l'on pourra réduire lors de l'opération de photographie apparaîtra beaucoup plus précis dans les contours et dans la forme.

Dans un circuit imprimé, un détail d'une grande importance est d'obtenir un tracé dont les connexions doivent avoir leurs bords parfaitement parallèles entre eux, étant donné que, dans ce cas, la résistivite reste constante en tous les points (au profit d'une répartition uniforme égale des éventuels accroissements de température dus au courant) et, de plus, la différence de potentiel qui subsiste entre deux conducteurs adjacents est répartie sur des lignes ayant entre elles une distance constante. En observant la **figure 4**, il est bien facile de comprendre que dans le cas **A**, une décharge électrique entre deux conducteurs soit moins probable que dans le cas représenté en **B**.

Afin d'éviter des inconvénients de ce genre, le dessin est réalisé à une échelle triple, quadruple, ou encore plus grande. Dans ce cas, les petites imperfections possibles qui résultent de l'impossibilité de tracer des lignes absolument parfaites, deviendront négligeables après la réduction de l'original aux dimensions voulues.

En ce qui concerne la grille internationale dont nous avons parlé dans la leçon précédente, il faut tenir compte du facteur de réduction pour photographier ensuite le dessin. Nous avons dit qu'une telle grille consiste en un réseau hypothétique constitué de petits carrés ayant 2,54 mm de côté. Si le dessin définitif est exécuté avec un agrandissement égal à 3, le réseau sera formé de carrés ayant un côté de 2,54 × 3 = 7,62 mm, et ainsi de suite. En général, le support choisi n'est pas supérieur à 6.

Une fois les dimensions maximales du circuits et les caractéristiques de la grille internationale connues, on n'a plus qu'à dessiner le contour de la plaquette sur

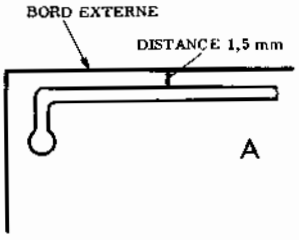


Fig. 6-A - Quand on réalise le dessin de l'original, on trace tout d'abord les bords des connexions avec de l'encre de Chine les connexions les plus extérieures à la plaquette se trouvent à une distance minimum de 1,5 millimètre du bord de la plaquette.

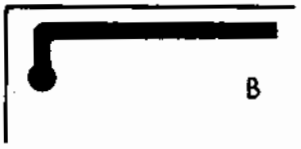


Fig. 6-B - Quand le dessin est terminé, on noircit les connexions avec de l'encre de Chine noire ou avec de l'aquarelle noire. Il est bon d'éviter l'emploi des encres brillantes, qui peuvent provoquer des réflexions nuisibles à la photographie.

une feuille de papier calque, en multipliant les deux côtés par le rapport choisi. Par exemple, si le circuit à réaliser doit avoir les dimensions de 15 × 20 cm et si le rapport choisi est de 4, on dessinera un rectangle ayant les côtés de 60 × 80 cm, c'est-à-dire exactement le quadruple des dimensions désirées.

Chaque côté du rectangle ainsi obtenu est divisé en plusieurs segments ayant chacun une longueur de 10,16 mm, après quoi les différents points ainsi déterminés seront réunis au moyen de lignes fines tracées avec un crayon de couleur bleu clair. On choisit cette couleur parce qu'elle n'impressionne pas le film photographique.

Le réseau ainsi obtenu représente la grille internationale agrandie quatre fois et sera utilisé uniquement pour déterminer la position des trous (points de fixation) par rapport aux éléments ayant des dimensions standards, à l'exception des supports des tubes et des composants pour lesquels on ne peut pas suivre cette règle.

Une fois les positions déterminées, la grille perd son utilité, donc il n'est pas nécessaire qu'elle soit visible sur la photographie réalisée par la suite.

Au point où nous en sommes, on commence la transcription du circuit en le copiant d'après la version rudimentaire effectuée auparavant sur le papier à dessin en grandeur nature. Evidemment, connaissant a priori l'intensité du courant qui traverse les divers conducteurs, on calculera une largeur effective de 1,25 mm pour les connexions dans lesquelles le courant est négligeable et une largeur proportionnelle à l'intensité pour les connexions où le courant est d'intensité élevée. Dans ce but, le lecteur se rappelera ce que nous avons dit à la leçon précédente, à savoir que l'on peut en règle générale adopter une densité de 8-10 ampères par mm², grâce à l'aptitude des câblages imprimés à dissiper le chaleur qui se dégage. Comme on peut le remarquer, il est possible d'adopter une densité de courant considérablement plus grande que dans le cas des câblages traditionnels.

Lorsque la largeur des divers conducteurs est déterminée suivant l'intensité du courant qui les parcourt, on la multiplie par 4 (le rapport choisi) et l'on dessinera alors les connexions sur l'original en préparation.

En tenant compte de la grille internationale tracée sur l'original, on doit prendre soin que les trous où chacune des connexions aboutit, tombent exactement sur le point de croisement de deux droites du réseau. Si cette disposition implique le voisinage excessif de deux zones conductrices, il sera toujours possible d'éloigner les bords, en variant la forme en ce point, comme l'indique la **figure 5**.

Après avoir tracé toutes les connexions, en prenant soin que les conducteurs extérieurs soient à une distance de 1,5 mm (6 mm sur l'original agrandi) par rapport au bord de la plaquette (voir par exemple la **figure 6-A**), on remplit l'intérieur des tracés parallèles des conducteurs, ainsi que les zones conductrices correspondant aux bornes au moyen de l'encre de Chine noire, légèrement diluée, ou, mieux encore, de l'acquarelle noire, comme le montre la figure 6-**B**. Il faut prendre soin que les tracés noirs ainsi réalisés soient le plus possible opaques afin d'éviter qu'une surface brillante puisse réfléchir la lumière pendant la prise photographique, nuisant ainsi au résultat.

Comme nous l'avons vu dans la leçon précédente, le diamètre des trous peut être aussi prédéterminé en connaissant le nombre exact des bornes des éléments qui devront être introduites et leur diamètre. En conséquence, une fois le diamètre effectif connu, lui aussi devra être reporté sur l'original après avoir été multiplié par le facteur d'agrandissement 4. Donc, selon les trous on tracera des cercles ayant un diamètre pré-établi, en remplissant de noir seulement la zone comprise entre la circonférence du trou et le bord extérieur de la borne, comme le montre la **figure 7**.

Le dessin devra être le plus précis possible: en cas de besoin, on peut, toujours en noir et avec des dimensions nécessaires et dans une zone éventuellement

Fig. 7 - Au centre des bornes des câblages imprimés, on laisse un petit cercle blanc, de diamètre convenable qui détermine avec exactitude la position du trou pour l'introduction des connexions des éléments.

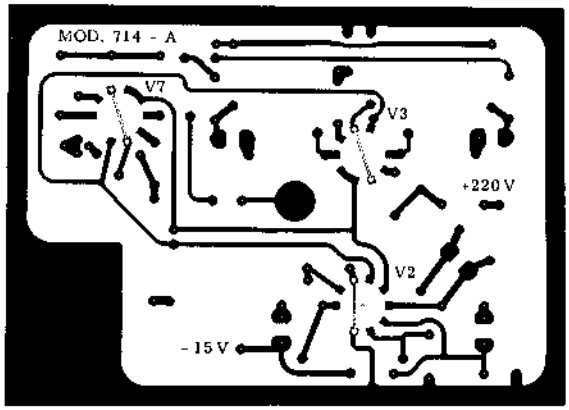


Fig. 8 - Si nécessaire et dans les zones inutilisées du support isolant, il est possible de marquer des indications, toujours en cuivre, pour la détermination du modèle, des points de références, des tensions, etc.

libre de connexions, marquer un numéro de référence du modèle, la date, le numéro de série ou un autre signe particulier quelconque. On peut marquer les valeurs et les polarités des tensions d'alimentation; on peut en faire autant pour les tensions d'entrée et de sortie. Pour faciliter les opérations de montage, on peut aussi marquer les broches des supports de tubes. En d'autres termes, là où l'espace et les normes relatives à l'isolement le permettent, il est toujours possible de marquer le circuit imprimé avec des indications utiles à la production, ainsi qu'au service technico-commercial. La **figure 8** représente quelques types de signes appliqués sur l'original d'un circuit imprimé.

REALISATION du NEGATIF pour PHOTOGRAVURE

Pour effectuer une bonne photographie de l'original précédemment préparé, il faut naturellement une certaine expérience photographique. L'outillage nécessaire consiste en un appareil photographique de reproduction (type à soufflet), horizontal ou vertical. L'original est installé de sorte que son plan soit parfaitement perpendiculaire à l'axe de l'objectif, afin d'éviter des distorsions de l'image sur le film.

La photo est prise sur un film de fort contraste, du type utilisé en photomécanique pour photographier des dessins traits, c'est-à-dire dépourvu de teintes intermédiaires entre le blanc et le noir. Ces films, en fait, ont l'avantage de donner un noir absolument opaque, et un blanc absolument transparent, à la condition que le sujet photographié consiste en un dessin composé de traits noirs sur un fond blanc.

Evidemment, ce qu'on obtient sur le film est un négatif de l'original, sur lequel ce qui est noir apparaît transparent et ce qui est blanc apparaît complètement noir. La **figure 9** représente en A le dessin réduit d'un original, et en B le négatif obtenu sur le film en le photographiant: comme on peut le noter, les deux couleurs (blanche et noire) sont inversées.

Il est nécessaire avant tout que l'appareil photographique réduise les dimensions du dessin original, dans un rapport égal au facteur d'agrandissement. Par exemple, si l'original a été agrandi dans le rapport six, la photo doit être réduite dans le rapport de six. Cela est possible en éloignant convenablement l'appareil photographique du sujet à prendre et en procédant ensuite à la mise au point, obtenue en variant la distance existant entre l'objectif et l'image projectée. Dans ce but, les appareils utilisés pour la réalisation de ces travaux sont pourvus d'une plaque en verre dépoli, sur laquelle l'opérateur peut, en s'isolant de la lumière du milieu au moyen d'un drap parfaitement opaque, observer l'image qui sera projectée ensuite sur le film qui remplacera la plaque dépolie.

L'opération de mise au point est d'une extrême importance, car c'est d'elle que dépend l'exactitude des dimensions du circuit imprimé, pourvu que la préparation de l'original soit faite avec la précision voulue.

Après avoir contrôlé que les dimensions et la symétrie sont absolument exactes, en enlève le verre dépoli et on le remplace par un châssis spécial renfermant le film.

Il faut s'assurer que sa position soit telle à ne pas laisser une partie de l'image en dehors; en d'autres termes, pour des raisons de sécurité, il convient que le film ait toujours des dimensions qui puissent contenir parfaitement toute l'image, en plus d'une marge d'au moins un ou deux centimètres de chaque côté.

Les films adoptés dans ce but sont insensibles aux variations de la température ambiante. Cela empêche qu'une variation éventuelle de température ne modifie, même très peu, les dimensions de l'image compromettant ainsi la précision du travail.

Avant d'effectuer l'exposition, on doit s'assurer qu'il n'existe pas de zones plus éclairées que d'autres. Bien mieux, pour éviter cet inconvénient, on utilise des lampes à incandescence de notable puissance (au moins 500 watts chacune) du type survolté, afin d'obtenir une forte intensité lumineuse et de pouvoir les installer, à une distance telle que le sujet soit uniformément éclairé. Ces lampes seront au nombre de deux ou de quatre,

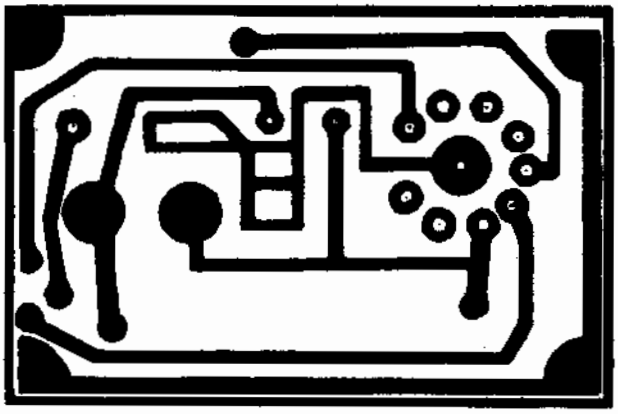


Fig. 9-A - Le dessin original donne une reproduction bien détaillée du circuit imprimé en dimensions beaucoup plus grandes.

selon les dimensions du dessin à photographier.

La durée exacte de l'exposition dépend de la sensibilité du film, de l'intensité de l'éclairage, du rapport de réduction, des caractéristiques de luminosité de l'objectif et même de la distance existant entre l'appareil et l'original. On ne peut donc pas donner de valeurs exactes: de toute façon, il s'agit toujours d'exposer pendant une ou deux minutes et, en tenant compte des caractéristiques du film employé, ce temps n'est pas trop critique.

Après avoir effectué l'exposition, on ferme l'objectif et on retire le châssis de l'appareil, en faisant attention qu'aucune source de lumière, qui ne soit pas de couleur rouge foncé, ne tombe directement sur le film exposé.

LE DEVELOPPEMENT DU NEGATIF

La technique de développement, aussi, est assez simple. Nous nous limiterons à l'étudier très sommairement parce que ce sujet n'entre pas dans notre programme.

La plaque, ou le film exposé, est plongée, en chambre noire, dans un bain révélateur à base d'hydroquinone qui, en général, a été préparé par la firme qui fabrique le film utilisé. Cette immersion a une durée qui varie de deux à cinq minutes (selon la température de la solution), et elle continue jusqu'à ce que, malgré le très faible éclairage donné par la lampe rouge qui doit être installée dans la chambre noire, le circuit photographié soit complètement visible sur le film.

Le développement doit se poursuivre jusqu'à ce que l'on soit sûr que les zones noires sont devenues parfaitement opaques; cependant, on doit faire attention que les zones blanches ne commencent pas à se foncer à cause d'une exposition excessive ou d'une immersion trop prolongée. Toutefois, le temps d'immersion n'est pas en général critique; trente secondes en plus ou en moins n'entraînent pas de conséquences fâcheuses.

A titre indicatif, voici la formule du bain révélateur KODAK « D 11 »; vendu également prêt à l'emploi:

Eau tiède (50° environ)	500 cm³
Métal (appelé encore: Genol, Rhodol, Viterol)	1 g
Sulfite de soude	75 g
Hydroquinone	9 g
Carbonate de soude	25 g
Bromure de potasse	5 g
Eau froide	1 l

La durée du développement est, avec le bain, de deux à trois minutes maximum.

Aussitôt que les zones noires ont atteint l'opacité voulue (pour en juger, il faut, naturellement, une certaine expérience que la pratique seule peut offrir) le film est plongé dans un bain d'arrêt, qui se compose d'une solution d'acide acétique diluée (à 3,5%).

Cette opération a généralement une durée de 15-20 secondes, après quoi le film est lavé sous l'eau courante puis il est plongé dans un troisième bain, appelé de fixation, à base d'hyposulfite de soude (eau tiède à 50 °C = 60 cm cube; hyposulfite de soude = 240 g).

Ce bain enlève tout l'argent existant dans l'émulsion du film, qui passe dans la solution, en laissant les zones blanches parfaitement transparentes. Après une minute d'immersion, le film peut être considéré comme fixé; alors, il peut être exposé à la lumière blanche sans aucun risque d'altération de l'image. Pour plus de sécurité et pour éviter des altérations avec le temps, le bain de fixation peut être prolongé à volonté.

Arrivé à ce point, il ne reste plus qu'à soumettre le film développé à un lavage sous l'eau courante, au moins pendant 30 minutes, après quoi il peut être suspendu pour être séché.

Il se peut que, par suite d'un défaut du film ou d'un mauvais filtrage des solutions employées ou, encore, de la présence de poussière sur l'émulsion ou sur le

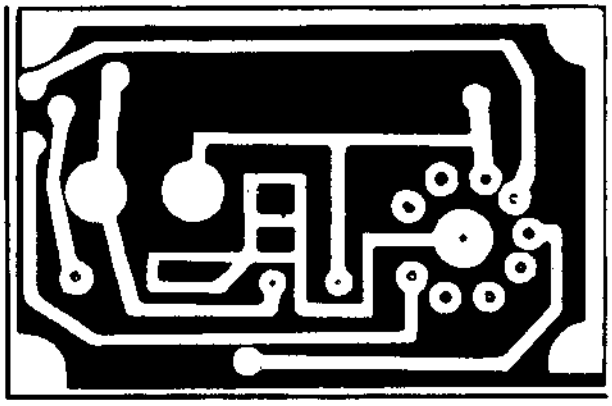


Fig. 9-B - La photographie du dessin original donne un négatif de celui-ci, sur lequel les zones blanches et noires sont inversées. Lorsqu'on « imprime » le négatif sur la plaque sensibilisée, on obtient une nouvelle inversion des deux couleurs et le procédé donne, encore une fois, une version positive.

verre qui retient la film dans le châssis, on puisse noter la présence de points ou de traces transparents dans les zones noires. Ces défauts peuvent être éliminés (une fois le séchage terminé) en retouchant le négatif au moyen d'une substance colorante, absolument opaque. Si, au contraire, on rencontre la présence de traces noires dans les zones qui doivent être parfaitement transparentes, ces traces peuvent être éliminées par l'intermédiaire d'un simple canif.

Une fois ces opérations terminées, on obtient un négatif grandeur naturelle avec lequel il est possible, comme nous le verrons sous peu, d'obtenir autant de circuits imprimés que l'on désire en avoir. Nous vous faisons remarquer que, souvent, on fait plusieurs copies du même film, afin de pouvoir graver avec une seule exposition plusieurs plaquettes simultanément: évidemment, cela permet une accélération notable de la production.

REPORT sur CUIVRE par PHOTO GRAVURE

Comme nous l'avons dit au commencement de la leçon, le circuit imprimé est obtenu en employant une base de matériau isolant sur laquelle est collée une feuille de cuivre pur, ayant une épaisseur déterminée. Sur le marché on trouve plusieurs versions de ce matériau. Quelquefois, on le trouve déjà sensibilisé, mais, en général, la sensibilisation est réalisée par celui qui doit produire le circuit.

Parmi les divers produits photosensibles existant dans le commerce, un des plus connus est le « Photo-resist », de Kodak: il s'agit d'un liquide qui, une fois répandu sur une surface, se comporte comme l'émulsion photographique, bien qu'ayant une sensibilité beaucoup plus réduite.

La caractéristique particulière de ce matériau, est qu'une fois exposé à la lumière et développé, il est endurci au point de constituer une vraie protection du cuivre, capable d'éviter la corrosion de la part de forts acides. Les parties qui ne reçoivent pas la lumière peuvent être, au contraire, complètement éliminées par l'intermédiaire des solvants organiques existant dans la solution spéciale de développement.

On peut utiliser plusieurs méthodes pour enduire la face cuivrée de la plaquette: méthode de la pulvérisation (s'emploie pour les réalisations sur une grande échelle); méthode du trempé (grande industrie) et, enfin, méthode du compte gouttes (réservée aux amateurs). Avec cette méthode, on fait tomber, à l'aide d'un compte gouttes, sur la face cuivrée de la plaquette tenue horizontalement, quelques gouttes de la solution sensibilisante. Afin que la feuille de cuivre soit uniformément imprégnée, on incline, ensuite, la plaquette dans tous les sens.

Avec la méthode du trempé, les plaquettes sont plongées dans des cuves contenant la solution sensibilisante. Cette méthode est rapide et permet de sensibiliser simultanément un grand nombre de plaquettes.

Quelle que soit la méthode employée, la couche sensibilisante est en général trop épaisse. Afin que cette dernière soit très mince, l'excès de solution est éliminé au moyen de la force centrifuge, en faisant tourner la plaquette autour de son centre à une vitesse d'environ 100 tours par minute. Après avoir obtenu une couche uniforme, la plaquette est desséchée, ensuite elle peut être exposée comme une photographie, ou bien conservée pendant un temps assez long (plusieurs mois).

Le film négatif du déssin du circuit est appliqué sur la face cuivrée sensibilisée de la plaquette (**figure 10**).

Le contact entre les deux surfaces doit être parfait; dans ce but, on utilise soit un simple « châssis-presse » soit, mieux encore, un « châssis pneumatique » qui permet de pomper l'air existant entre les deux surfaces, créant ainsi un vide relatif. La pression atmosphérique applique alors la face cuivrée de la plaquette contre le film négatif.

Après cela, ou soumet la plaquette, du côté du film, à un rayonnement lumineux provenant soit d'une lampe à arc, soit d'une lampe intense, survoltée, soit enfin, d'une lampe à vapeur de mercure.

Lorsque l'exposition est terminée, on sépare le négatif de la plaque; naturellement, ce négatif peut être

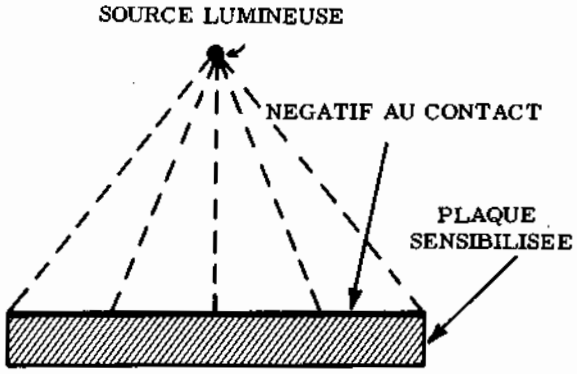


Fig. 10 - Pour la gravure du négatif sur la plaque sensibilisée, on applique directement le film sur la face cuivrée sensibilisée de la plaquette, et la lumière provenant de la source lumineuse, atteint la couche photosensible à travers les zones transparentes, correspondant aux zones noircies sur le dessin original.

utilisé pour une autre exposition tandis que la plaque est plongée dans la solution spéciale de développement.

Pendant cette phase, les zones transparentes du négatif (correspondant aux liaisons du circuit imprimé et qui sont reproduites en noir sur l'original), ayant permis le passage des rayons lumineux, provoquent, le durcissement de la solution déposée. Par contre, les zones noires (correspondant aux zones blanches sur l'original), n'ayant pas laissé passer les rayons pendant l'exposition, mantiennent les caractéristiques de solubilité de la substance photosensible. Par conséquent, dans toutes les zones qui ne sont pas exposées à la lumière, le matériau photosensible est dissous tandis que dans les zones exposées, le matériau reste sur le cuivre.

Dans certains procédés au contraire, ce sont les zones exposées à la lumière qui sont dissoutes. Après le développement, qui dure à peu près deux minutes, la plaquette est plongée pendant 30 secondes environ dans un vernis spécial, qui adhère parfaitement au matériau resté sur le cuivre à la suite du développement. Une fois cette opération terminé, la plaquette est soumise à un lavage intense avec de l'eau courante; après ce lavage, le circuit imprimé apparaît en noir sur la feuille de cuivre, dans tous ses détails.

Le vernis présent sur le cuivre est, répétons-le, inattaquable par les acides tandis que le cuivre resté nu, l'est. Par conséquent, en plongeant la plaque dans une solution corrosive le cuivre resté nu est complètement éliminé en un temps assez court tandis que les zones protégées par le vernis photosensible durci, restent intactes.

Le produit corrosif couramment employé est une solution de perchlorure de fer (liquide brum foncé) à 45° Baumé étendue de la moitié de son volume d'eau.

Après s'être assuré que tout le cuivre a été éliminé des zones correspondant aux parties blanches du dessin original, on n'a plus qu'à laver soigneusement le circuit imprimé.

Le vernis déposé sur le cuivre qui constitue les câblages imprimés doit être, à son tour, dissous afin de permettre la soudure des éléments. Cela peut être effectué au moyen de solvants convenables, à base de benzine, térébenthine ou autre.

DECOUPAGE - PERÇAGE et DERNIERE RETOUCHE du CIRCUIT IMPRIME

La plaquette à circuits imprimés ainsi obtenue, est prête à être utilisée ou conservée pour un temps indéterminé, selon les exigences. Evidemment, en cas de conservation, il faut prendre des précautions spéciales afin que la surface de cuivre ne s'oxyde pas, ce qui compromettrait la soudure des éléments au moment de l'emploi. En plus de cela, le travail d'achèvement consiste à équerrer, c'est-à-dire à enlever une partie du bord de sécurité prévue pendant la réalisation et pendant le perçage.

Pour cette dernière opération, quand il s'agit de production industrielle en grande série, il existe des machines perforatrices qui percent tous les trous nécessaires en une seule fois: voilà justement une autre raison pour laquelle a été crée la grille internationale, alors qu'il serait beaucoup plus simple d'adapter parfaitement la disposition des forets qui peuvent être installés sur ces machines, à chaque circuit.

Enfin, tout au long du bord extérieur, sont appliquées les broches de fixation ou les contacts auxquels les connexions extérieures aboutissent. Un contrôle du circuit ainsi obtenu, nécessiterait un travail assez long (contrôle de la continuité des connexions, de l'isolement, du degré d'humidité, etc.).

En général, après un simple contrôle optique on considère que le circuit est normal. Toutefois, pour des raisons bien évidentes, lorsque les différents éléments ont été fixés sur la base, avant de l'employer, il est bon d'essayer le circuit entier sur un dispositif spécial, qui, en pratique consiste en un appareil analogue à celui que réalise le circuit imprimé.

Une fois tous les contacts établis, on fait fonctionner le circuit pendant un certain temps, en le soumettant aux variations de température, aux vibrations, etc.

Le résultat positif de ce contrôle rend le circuit imprimé effectivement disponible pour la production.

Leçon n° 138

QUESTIONS sur les LEÇONS 136 et 137

N. 1 — Quel est l'avantage principal des circuits imprimés par rapport au système traditionnel de câblage ?

N. 2 — Quel est, par contre l'inconvénient le plus important ?

N. 3 — Pour quelle raison, dans un circuit imprimé existe-t-il des connexions ayant une largeur différente de celle des autres ?

N. 4 — Parmi les différents types expérimentés, quel est le matériau isolant servant de support, le plus utilisé ? Pourquoi ?

N. 5 — Quels sont les facteurs principaux que l'on considère dans la détermination des dimensions d'une plaquette ?

N. 6 — Quelle est la densité maximum de courant que l'on peut adopter dans le calcul de la section des conducteurs d'un circuit imprimé ?

N. 7 — Pour quelle raison, la connexion étant achevée, est il nécessaire de créer une surface, en général ronde, plus large que la connexion elle-même ?

N. 8 — A quoi sert la grille internationale ? Quelles sont ses caractéristiques ?

N. 9 — De combien de façons peut-on effectuer la soudure des éléments fixés sur une plaquette imprimée ?

N. 10 — Comment peut-on effectuer la réparation d'une connexion interrompue ?

N. 11 — Quelle est la méthode actuellement en usage pour la production de circuits imprimés ?

N. 12 — Quelle est la première opération à effectuer pendant l'établissement du projet d'un circuit imprimé?

N. 13 — De quelle façon est-il possible de tracer la grille internationale sur le dessin original, sans qu'elle soit pour cela visible sur la photographie ?

N. 14 — Pour quelle raison les matériaux utilisés dans la préparation de l'original et le film employé pour le photographier, devront être « thermostables » ?

N. 15 — Pour quelle raison, dans la production de série, préfère-t-on travailler avec plusieurs négatifs du même original ?

N. 16 — Quelle est la différence qui existe entre les zones de l'émulsion déposée sur la surface en cuivre, qui n'ont pas été exposées à l'action des rayons lumineux ultraviolets et celles qui, au contraire, ont été exposées ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 1065

N. 1 — La suppression d'une des deux bandes latérales, accompagnée de celle, partielle ou totale, de l'onde porteuse, avec l'avantage d'un encombrement plus réduit de la bande disponible et d'un meilleur rendement.

N. 2 — Oui. Dans ce but il suffit de la faire suivre d'un étage doubleur où le signal d'entrée a une longueur d'onde de 40 mètres tandis que le circuit accordé de sortie résonne sur 20 mètres.

N. 3 — Parce qu'il permet l'accord sur une fréquence quelconque de la gamme choisie, sans aucune substitution d'élément au moment de l'émission.

N. 4 — Les variations de température, de tension et les vibrations mécaniques, qui, à leur tour, font varier les paramètres du circuit.

N. 5 — En utilisant des circuits dont le facteur de qualité Q est le plus élevé possible ce qui conduit à utiliser pour le circuit à accord parallèle, une capacité de grande valeur.

N. 6 — A superposer deux fréquences, l'une fixe et l'autre variable, toutes les deux de valeur relativement basse, pour obtenir une troisième fréquence (par addition) de la valeur désirée.

N. 7 — Dans le premier, la largeur de bande double avec le doublement de la fréquence: dans le second, au contraire, elle reste constante.

N. 8 — Parce qu'autrement, étant donnée la faible distance séparant le récepteur de l'émetteur, celui-ci induirait dans le récepteur des signaux d'intensité telle que les possibilités de réception seraient sérieusement compromises.

N. 9 — Parce que l'oscillateur à fréquence variable, comme celui à fréquence fixe, fonctionnent sur une longueur d'onde bien différente de celle de réception.

N. 10 — La fréquence maximum est de 3,5 kHz, et cela dans le but de limiter à 7 kHz la largeur de la bande occupée par chaque émetteur; naturellement, cela est appliquable à la modulation d'amplitude normale à deux bandes latérales.

N. 11 — Au moyen d'un commutateur spécial (généralement couplé à celui de réception/émission) qui réalise la commutation de l'antenne soit à la sortie de l'émetteur soit à l'entrée du récepteur.

N. 12 — En adoptant un modulateur du type « équilibré », grâce auquel la porteuse appliquée à l'entrée est neutralisée à la sortie. La bande latérale peut être supprimée au moyen de l'introduction de filtres sélectifs, (à inductance et capacité) ou, également, au moyen du modulateur « équilibré ».

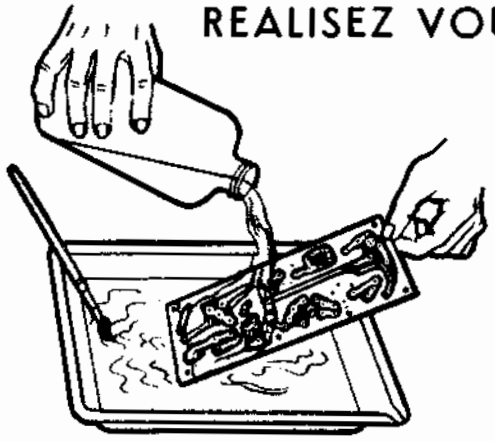
N. 13 — Parce que le transformateur joue le rôle d'un filtre passe-bande, c'est-à-dire est accordé de façon à passer presque uniformément une bande de fréquences, correspondant précisément à l'une des bandes réservées aux amateurs.

N. 14 — Accorder L3 sur la fréquence de fonctionnement.

N. 15 — A vérifier les conditions de résonance du circuit anodique, dans ce cas le courant est minimum dans la charge.

REALISEZ VOUS-MEMES VOS CIRCUITS IMPRIMES

avec le Cogekit "Self - Print"



Résumons brièvement tout d'abord, les connaissances acquises par l'étude des deux leçons précédentes.

Qu'est-ce qu'un circuit imprimé ?

Un circuit imprimé est constitué essentiellement par une plaquette isolante, en bakélite par exemple. Sur cette plaquette, un certain nombre de conducteurs ou connexions, réalisant un circuit, sont fixés rigidement, à la différence d'un fil de câblage ordinaire qui serait soudé seulement aux deux extrémités. Les divers éléments entrant dans la composition du circuit (transistors, supports de tubes, résistances, etc...) sont fixés sur la plaquette isolante elle-même (en général ils sont fixés uniquement par leurs soudures sur les connexions).

Comment réalise-t-on un circuit imprimé ?

Industriellement, on réalise les circuits imprimés par deux méthodes différentes:

La première consiste à partir d'une plaquette isolante nue et à lui appliquer des bandes de métal conducteur aux endroits nécessaires pour réaliser le circuit, soit par fixation mécanique, soit par peinture au pochoir, métallisation sous vide ou impression.

La seconde consiste à partir d'une plaquette isolante préalablement recouverte sur toute sa surface d'une feuille de cuivre collée. Le circuit est réalisé en enlevant le métal inutile, par des moyens mécaniques ou chimiques.

Pour les réalisations d'amateur, on utilise uniquement la seconde méthode, l'enlèvement du métal étant réalisé par un moyen chimique.

Les différentes opérations à réaliser sont les suivantes:

a) Dessin du circuit sur une feuille de papier;
b) Report du dessin sur la plaquette cuivrée. Les parties de métal à conserver sont protégées par une couche de peinture.
c) Attaque par une solution de perchlorure de fer: cette solution attaque et dissout le cuivre partout où il n'est pas protégé.
d) Enlèvement de la peinture par dissolution au trichlore.
e) Exécution des perçages nécessaires à la fixation et au raccordement des éléments.

Comment réaliser votre circuit imprimé

Nous venons de voir quels étaient les différents procédés employés dans l'industrie pour la réalisation des circuits imprimés.

Ces procédés peuvent paraître trop difficiles au profane ou bien à l'électronicien intéressé par cette nouvelle technique.

En réalité, la réalisation d'un circuit imprimé est extrêmement facile et même amusante, par certains côtés. Elle ne nécessite qu'un peu d'adresse et de réflexion. De plus, elle permet une grande originalité dans la réalisation, qui est plus difficile par les moyens classique.

1) Le matériel

Il comprend:

a) un bac en matière plastique de forme rectangulaire, peu profond;
b) des cristaux de perchlorure de fer à dissoudre dans l'eau. On trouve une telle solution toute préparée dans les grandes drogueries;
c) une peinture qui peut être une peinture émail à séchage rapide;
d) un pinceau effilé (pinceau à dessin), ainsi qu'un pinceau moyen;
e) une feuille de bakélite cuivrée que l'on trouve dans certaines maisons spécialisées;
f) enfin, le nécessaire pour couper la feuille cuivrée et percer les trous (forets de 1,5 mm, 2 mm, 4 mm, et scie).

2) Réalisation d'un amplificateur BF

Nous vous conseillons de réaliser, pour commencer, le petit amplificateur basse fréquence de la **figure 1**.

Il faut tout d'abord faire un dessin, sur le papier, de la réalisation pratique de cet amplificateur.

On peut faire plusieurs réalisations de ce genre (toujours sur le papier) car on est guidé au départ par des considérations d'encombrement ou de dispositions personnelles.

Après plusieurs dessins vous verrez votre circuit se préciser dans sa forme et son encombrement et aussi dans sa simplicité.

Enfin, vous pourrez choisir entre plusieurs dessins celui qui vous plait le mieux.

Voici quelques conseils pour l'exécution de ce travail :

Vous avez le schéma de principe de l'amplificateur mais, par exemple, la place disponible pour cet amplificateur se trouve définie à l'avance dans un ensemble déjà existant. Cette place est, supposons-le, de 90 × 40 mm.

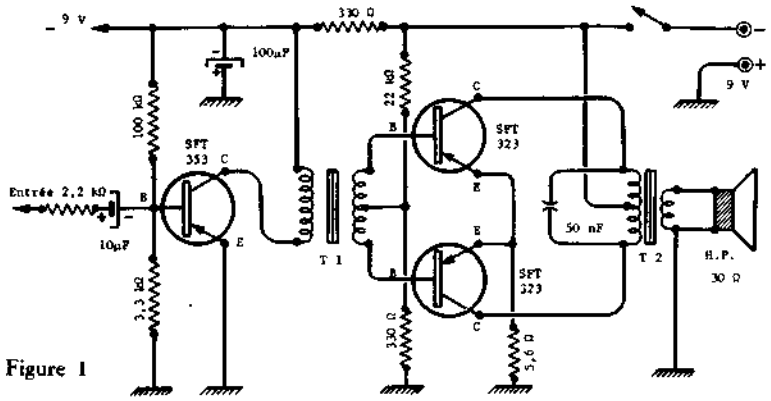


Figure 1

Vous prenez une feuille de papier quadrillée à 5 mm et sur les lignes vous dessinez un premier rectangle de 90 × 40 mm.

Tracez une ligne d'axe dans le sens de la longueur.

Rassemblez devant vous le matériel nécessaire à la construction de l'amplificateur.

Il va falloir grouper tout ce matériel sur votre rectangle de 90 × 40 mm et d'une façon logique bien entendu.

Cet ordre logique est tout d'abord celui du schéma et il faudra essayer de s'y tenir.

Nous avons d'abord à réaliser l'implantation du matériel et ensuite les liaisons entre éléments.

Remarques

1°) Etant dans un espace à deux dimensions, il est impossible de croiser deux connexions.

Ces connexions ne pouvant être interrompues, pour passer d'un élément à un autre, il faudra qu'elles se contournent ou bien se servir d'un élément (condensateur ou résistance) pour les croiser (**figure 2**).

2°) Il y a deux façons de monter les éléments sur le circuit imprimé: à plat ou debout. Il est préférable de les monter à plat mais dans les cas difficiles d'encombrement, on les placera debout.

Revenons à notre dessin. - Nous employons donc du papier quadrillé de 5 mm de côté. Les trous nécessaires à la fixation des éléments seront placés à l'intersection de deux lignes, sauf pour certains éléments tels que transformateurs B.F. ou F.I. (fréquence intermédiaire), etc... dont les perçages sont très précis (figure 2).

Les connexions suivront les lignes du papier, sauf pour certains contours ou points de passage (**figure 3**).

Implantation. - Il faudra d'abord placer les grosses pièces: dans notre cas les deux transformateurs et les condensateurs électrochimiques.

Les transformateurs seront, ainsi que tout le matériel, implantés soit sur la ligne médiane, soit de part et d'autre de cette ligne (fig. 2).

Une excellente méthode, pour un appareil à transistors, consiste à employer deux lignes de cuivre placées au bord des deux grands côtés du rectangle. Une ligne sera le + batterie (ou masse), l'autre ligne le — batterie.

Les entrées et sorties du circuit seront placées aux deux extrémités du rectangle.

Nous allons commencer la réalisation en prenant le schéma à l'envers (en l'occurence par T2).

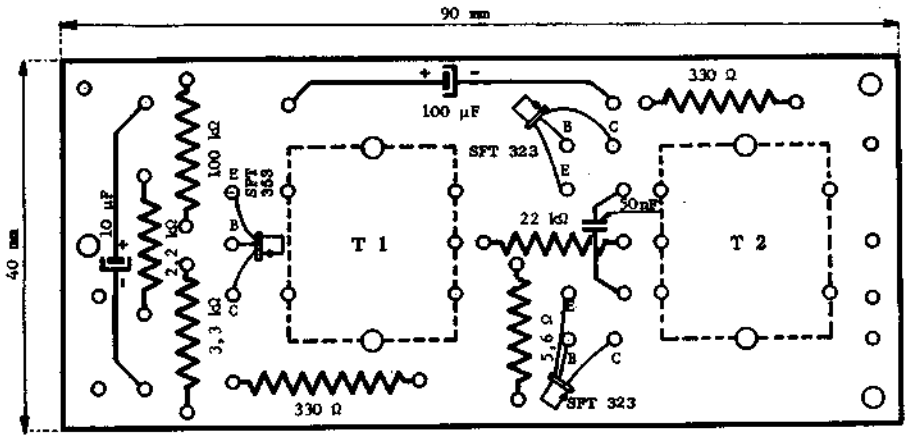
Posons donc T2 à cheval sur la ligne médiane en laissant 5 mm pour les fils de sortie.

Posons ensuite T1, toujours sur la ligne médiane, mais en laissant un espace suffisant pour y loger les deux transistors de puissance et leurs éléments de liaison. Vous voyez (fig. 2) que la distance optima d'axe entre les 2 transformateurs sera de 40 mm.

Placez ensuite le transistor driver et ses éléments en réservant encore 5 mm pour les fils d'entrée.

En ce qui concerne l'alimentation des transistors, par exemple les ponts de base, les deux résistances partant de la base (au centre du circuit) iront sans difficulté d'une part au + et d'autre part au — batterie et sans se gêner. Les lignes de cuivre (connexions) seront, lorsque c'est possible, espacées de 5 mm.

Dans le dessin d'un circuit imprimé on trouve toujours quelque « astuce » permettant par exemple le passage d'une connexion. (Dans notre cas par exemple, la masse du condensateur de découplage de 100 µF). La fixation mécanique du transformateur T1 et T2) se fait par un petit étrier en tôle cadmiée et à l'aide de deux pattes passant dans deux trous de 3 mm. La ligne de masse (+ batterie) se trouve du mauvais cô-



T 1 et T 2 sont vus en transparence

DISPOSITION DES ELEMENTS SUR CIRCUIT IMPRIME (côté cuivre)

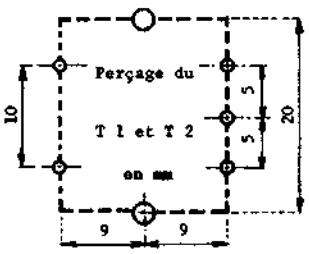


Figure 2

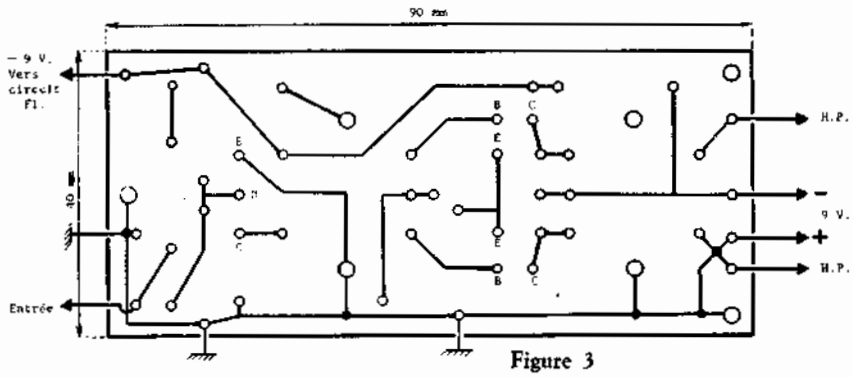


Figure 3

té par rapport à ce condensateur de découplage. On le ramène du bon côté par l'intermédiaire de l'étrier.

3) Recherche des connexions sur le circuit imprimé

Lorsque l'on juge que l'on a déterminé à peu près la disposition des pièces, on reporte leur emplacement exact au crayon sur le papier (fig. 3).

C'est à ce moment qu'il va falloir faire travailler son imagination pour relier toutes ces pièces ensemble.

On cherchera des points de passage possible et on y arrivera quelquefois après avoir noirci pas mal de papier !

C'est dans cette réalisation que réside la partie passionnante du problème et aussi son côté personnel.

Car, pour un même schéma on trouve souvent plusieurs réalisations valables dans un même laboratoire, mais qui sont le fait de plusieurs techniciens.

Toutefois, dans la transposition du schéma, il ne faudra pas perdre de vue certains impératifs tels que liaisons courtes, découplages courts, proximité gênante de deux éléments, etc..., qui sont les même que dans le câblage classique.

4) Report sur le cuivre

Lorsque le dessin est définitif, il faut le reporter sur la plaquette de bakélite cuivrée figure 3).

La façon la plus commode, c'est de reproduire d'abord (côté cuivre) le quadrillage du papier.

Puis, à l'aide d'une équerre, d'une règle et d'un réglet, on reportera tous les trous du dessin en précisant la place d'une façon définitive à l'aide d'une pointe à tracer par exemple (ou un poinçon).

Remarque. - Ne pas utiliser un pointeau et un marteau qui ferait éclater la bakélite.

Ce travail est long, mais doit être fait soigneusement, surtout en ce qui concerne certains éléments à plusieurs « pattes », tels que transformateurs BF et FI.

Lorsque tous les trous sont pointés, les relier, toujours en s'aidant du dessin, par des traits de crayon très marqués.

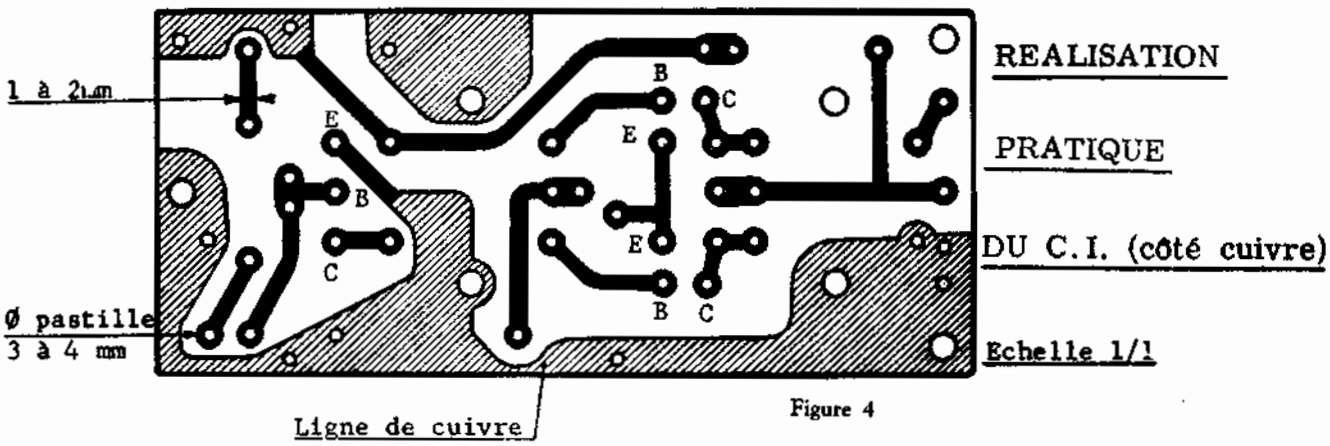
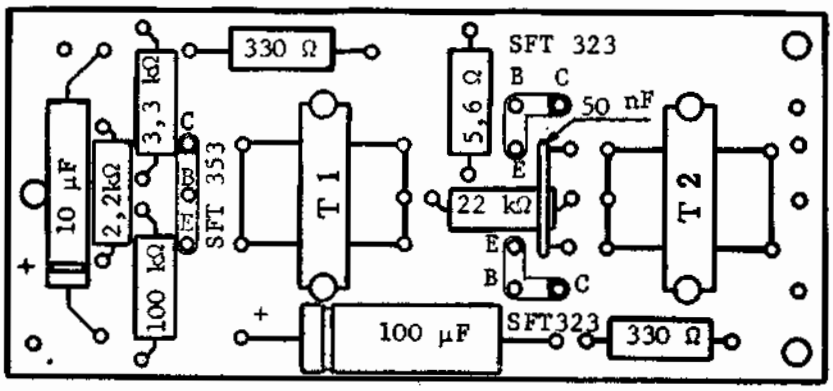
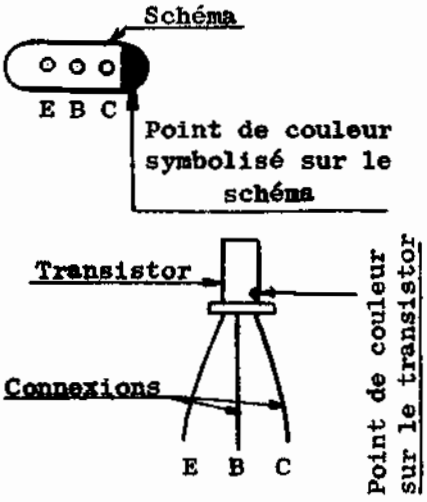


Figure 4

Figure 5

SERIGRAPHIE (côté bakélite)





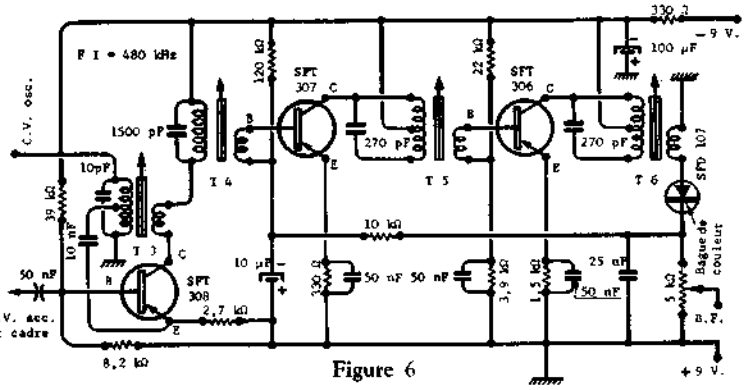


Figure 6

Contrôler minutieusement que tout le traçage correspond bien au dessin.

5) Mise en peinture

Maintenant nous allons passer la peinture sur les parties à protéger à l'aide du petit pinceau. Les traits de peinture auront une largeur comprise entre 1 et 2 mm. Les trous seront cerclés par une « pastille » de 3 à 4 mm (fig. 3).

Faire ce travail de peinture très soigneusement, car c'est de lui que dépend l'aspect définitif du circuit imprimé.

Lorsque cela sera possible, le + batterie (ou masse), ainsi que certaines liaisons, comprendront de grandes surfaces de cuivre afin d'augmenter, tout d'abord, la résistance mécanique et, aussi, pour réaliser une sorte d'écran entre différents circuits, ce qui est très intéressant en HF en particulier.

Lorsque la peinture a été étalée, on laissera sécher le circuit à l'abri des accidents. Ce séchage dépend de la peinture employée. Il peut varier de 3 à 24 heures.

6) Préparation de la solution de perchlorure de fer

Versez dans la cuvette un demi-litre d'eau. Puis, faites dissoudre un sachet de cristaux de perchlorure de fer dans ce volume d'eau. Il faudra agiter la cuvette de temps en temps et déplacer les cristaux avec une baguette en bois.

Evitez à tout prix un contact manuel avec cette solution. Elle est dangereuse.

La solution doit être conservée dans le flacon plastique. Une étiquette indiquant la nature: « Perchlorure de fer » ainsi que le mot « Produit dangereux », doit être collé.

Mettre ce flacon à l'abri des enfants.

7) Décapage du circuit

Verser dans la cuvette une quantité de perchlorure de fer largement suffisante pour que le circuit imprimé puisse bien tremper (un demi litre suffit en général).

Plongez le circuit dans le bain, le cuivre vers le haut, et enfoncez-le avec une baguette.

Regardez l'heure à ce moment là

La durée du bain peut varier entre 1 h et 2 h.

Vous devez bien surveiller, car le circuit peut revenir flotter à la surface: regarder tous les quart d'heure et agiter le circuit dans le bain, la rapidité sera augmentée.

Lorsque le cuivre a disparu aux endroits non peints, retirez le circuit et plongez le dans une autre cuvette remplie d'eau.

Puis le laver soigneusement et laisser sécher.

N'oubliez pas également de remettre le perchlorure de fer dans son flacon.

La solution peut être conservée longtemps et réutilisée plusieurs fois. Elle doit être remplacée lorsque le temps du décapage devient trop long.

8) Comment enlever la peinture

La meilleure façon de faire disparaître la peinture est de verser dessus du trichlore (ou tremper le circuit dedans). Le peinture se désagrège et disparaît avec un coup de chiffon.

On peut aussi le gratter soigneusement. On peut aussi, tout simplement, enlever la peinture avec un chiffon imbibé d'essence. Lorsque la peinture sera retirée, vous verrez reparaître le cuivre ainsi que les coups de pointe à tracer; à ce moment, il faudra percer les trous avec un foret en s'aidant de la foreuse prévue à cet effet. Si vous possédez une chignole, vous pouvez l'utiliser avantageusement (fig. 4). Les trous destinés aux résistances et aux condensateurs seront de 1,5 mm; pour les autres composants il faudra les mesurer. Les trous de fixation seront de 3,2 mm. Après perçage, vous poncerez le cuivre légèrement avec un abrasif très fin (papier de verre). Vous êtes alors en possession de votre premier circuit imprimé.

9) Soudage des éléments

Vous utiliserez un fer à souder à panne fine, très propre et bien étamée. Pour souder une résistance, par exemple, pliez les deux fils de façon que ce pliage corresponde aux deux trous. Passez les fils dans les trous, pris écartez les légèrement vers l'extérieur, la résistance tiendra toute seule. Retournez le circuit sur le dos et soudez en chauffant à la fois le fil et le circuit en « mouillant » avec un peu de soudure.

Si vous éprouvez une difficulté à ce moment là, ne pas chauffer plus de 3 secondes, laissez refroidir un peu et recommencez après avoir gratté un peu le cuivre. Coupez les fils après soudure et le plus près possible. Lorsque tous les éléments seront soudés, il faudra faire un contrôle minutieux des soudures et éliminer les court-circuits éventuels (fig. 5).

Pour cela, il faut tenir le circuit, cuivre vers le bas et chauffer la soudure verticalement. Dès qu'elle fond, donnez une secousse au circuit pour la faire tomber.

10) Circuits HF et FI

Cet amplificateur BF, dont la qualité et la puissance (200 mW) vous étonneront, peut être précédé des circuits HF et FI. Les schémas et dessins de ceux-ci

REALISATION PRATIQUE DU C.I. (côté cuivre)

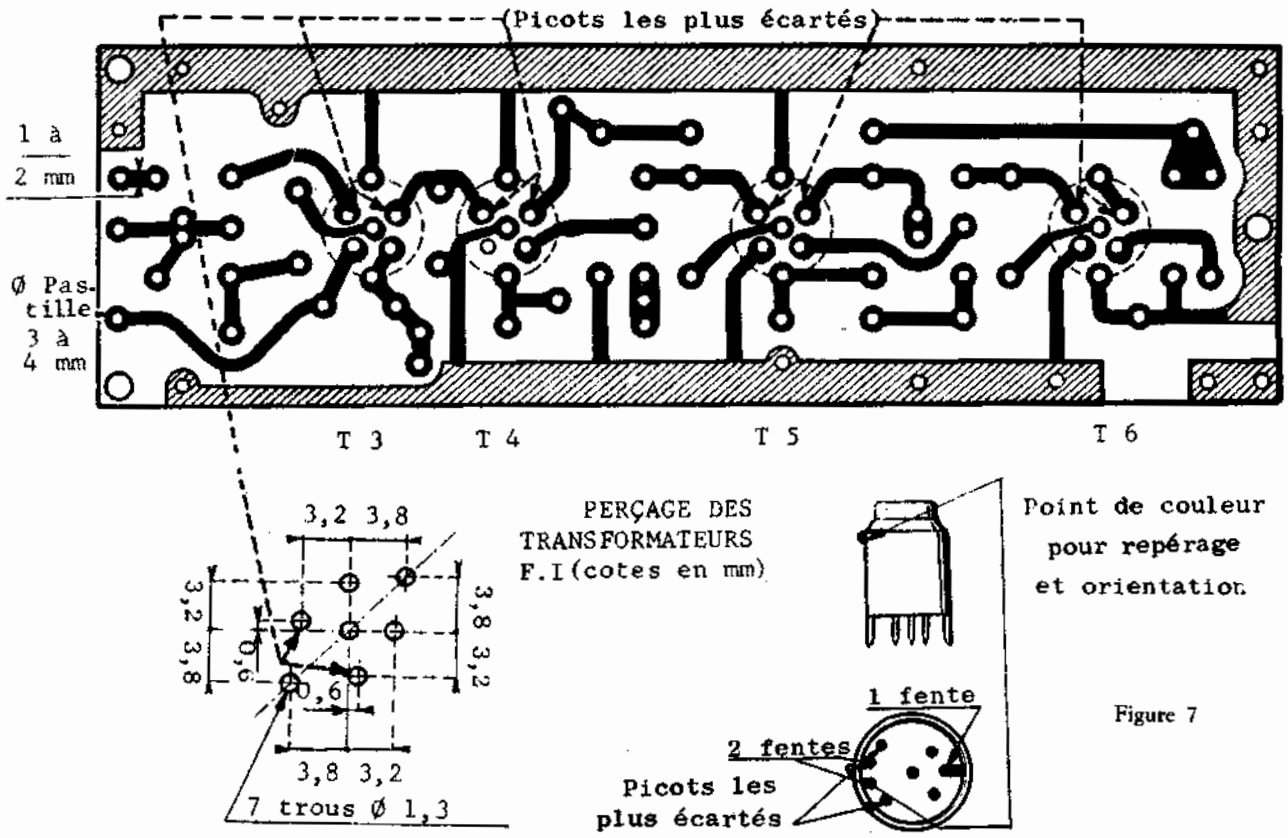


Figure 7

SERIGRAPHIE (côté bakélite)

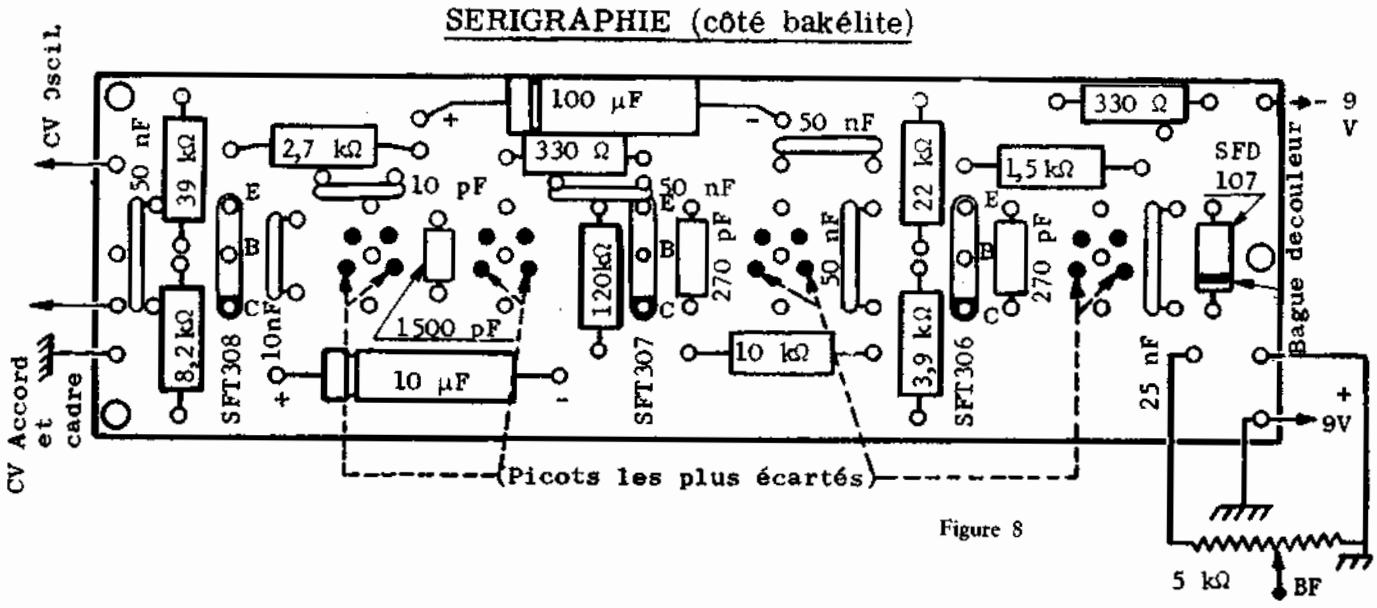


Figure 8

sont indiqués par les **figures 6, 7 et 8.**

Après réalisation de ce second montage et en y adjoignant un cadre, un condensateur variable et un haut-parleur, vous serez en possession d'un excellent récepteur PO - GO.

Réparations éventuelles

Lors du soudage et du déssoudage d'un élément ou de plusieurs, il peut arriver qu'une partie de circuit se décolle et la chose peut apparaître a priori, catastrophique.

Voici ce qu'il faut faire: prendre un petit morceau de fil fin et nu et relier les deux parties à réparer, en soudant soigneusement et rapidement le fil nu, sur 1 cm de part et d'autre de la coupure. Si c'est la pastille de cuivre cerclant un trou, vous agrandirez ce trou (après avoir retiré l'élément), pour pouvoir y passer à la fois le fil nu et le fil de l'élément à souder. Le bout de fil nu sera passé dans le trou et retourné à plat contre la bakélite (dessus). L'extrémité opposée, côté cuivre, sera soudée comme précédemment sur la coupure. On passera ensuite l'élément comme primitivement et on le soudera au fil après passage dans le trou.

Leçon n° 139

LA LOCALISATION des PANNES

ALIMENTATION et SECTION BASSE FREQUENCE

Les sujets que nous avons traités jusqu'à présent, tant du point de vue théorique que du point de vue pratique, sont en relation avec les principes essentiels qui permettent au lecteur d'acquérir une bonne connaissance de la théorie électronique. En d'autres termes, nous considérons que l'étude de ce Cours doit permettre au lecteur de projeter et de construire un poste de radio ou un amplificateur basse fréquence, ou également un appareil de mesure, si, cela va sans dire, ce Cours a été sérieusement suivi.

Cependant, le travail du radiotechnicien ne se limite pas à la réalisation du projet ou à la construction d'appareils électroniques: dans la plupart des cas, le radiotechnicien qui considère avoir acquis une bonne connaissance de la technique des divers circuits électroniques, peut se livrer à une activité indépendante et lucrative: celle de radiodépanneur, ou peut espérer obtenir une situation stable dans un atelier déjà bien équipé.

Pour être un bon radiodépanneur il ne suffit pas de connaître la théorie et d'avoir construit quelques appareils. Cela peut, sans doute, avoir fourni un bagage de connaissances appréciables: mais il manque ce qu'on appelle la pratique, qui, lorsqu'on est en train d'examiner un poste de radio ou un amplificateur qui ne fonctionnent pas, permet de formuler un diagnostic sans doute approximatif, mais de toute façon propre à faciliter, par la suite, la réparation proprement dite.

Evidemment, la connaissance des appareils de mesure, c'est-à-dire du générateur de signaux (à haute et à basse fréquence), du lampemètre, de l'oscillographe à rayons cathodiques, du voltmètre à tube, etc. est indispensable: toutefois, il faut tenir compte que la plupart des réparations, sans considérer les cas les plus difficiles, peuvent être effectuées avec l'aide du « tester », d'un fer à souder, d'un tournevis, d'un peu de patience et surtout d'une certaine habileté liée à l'intuition; cette dernière faculté dérive presque exclusivement de la pratique du dépannage.

Nous considérons qu'il est utile d'exposer sommairement les principes de base de cette branche de la radiotechnique. Comme il n'est pas possible d'énumérer tous les cas, nous ferons, dans ce but, une analyse générale d'un poste de radio relativement complet c'est-à-dire pourvu d'un étage haute fréquence, d'un étage convertisseur, d'un amplificateur à fréquence intermédiaire, d'un détecteur, d'un amplificateur de tension basse fréquence et, enfin, d'un étage final. Evidemment, nous considérerons aussi l'alimentation, où se trouvent la plupart des pannes.

De cette façon, nous aurons l'occasion d'examiner, en règle générale, toutes les causes possibles de pannes qui peuvent se produire dans un appareillage électronique qui peut être, indépendamment d'un récepteur, un amplificateur, un instrument de mesure, etc.

LOCALISATION des PANNES

Il existe plusieurs cas dans lesquels la localisation des pannes peut être effectuée sans même retirer le châssis de son coffret: en effet, si on tient compte du fait que l'appareil de radio peut être subdivisé en trois parties principales (alimentation, basse fréquence et haute fréquence), il apparaît évident qu'après avoir mis l'appareil sous tension, si on entend un bruit, un son ou un ronflement quelconque dans le haut-parleur, cela indique que la tension anodique et la tension d'allumage de chauffage sont présentes, au moins dans la partie basse fréquence: l'alimentation fournit donc des tensions plus ou moins correctes.

En l'absence de haute tension sur la plaque de l'étage final, il ne serait pas possible pratiquement une seule exception à ce que nous venons de dire: la panne peut consister dans la coupure de la bobine mobile du haut-parleur.

Dans ce cas, naturellement, bien que le silence soit parfait en sortie, tous les étages pourront être parfaitement en ordre de marche et toutes les tensions correctes.

Dans le cas où l'appareil fait entendre un léger ronflement dans le haut-parleur, il est bon de s'assurer tout d'abord que les sections alimentation et basse fréquence sont normales; dans ce but, il suffit d'injecter à l'entrée de l'amplificateur basse fréquence un signal quelconque, et de constater sa présence à la sortie.

L'essai de la partie basse fréquence peut être aisément effectué au moyen de la prise « PU », qui permet précisément l'accès à l'entrée de cette partie.

A défaut de la prise « PU » (appareils économiques ou de dimensions réduites), il faut sortir l'appareil du meuble et déterminer l'entrée de la partie basse fréquence.

La manière la plus simple pour injecter un signal à l'entrée de la partie B.F. consiste à toucher avec le doigt, ou avec la pointe d'un tournevis (en tenant dans la main la poignée isolante pour les appareils

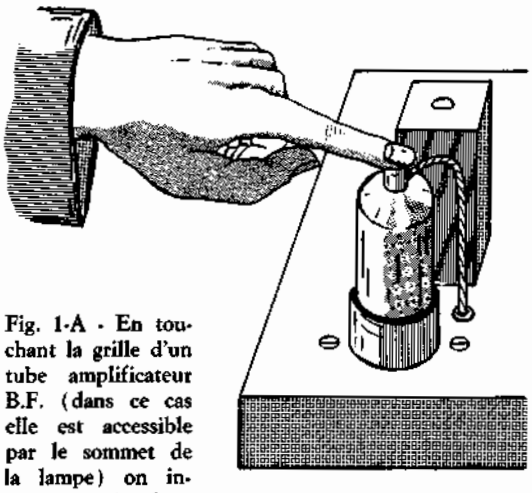


Fig. 1-A - En touchant la grille d'un tube amplificateur B.F. (dans ce cas elle est accessible par le sommet de la lampe) on injecte un signal et on contrôle sommairement les étages.

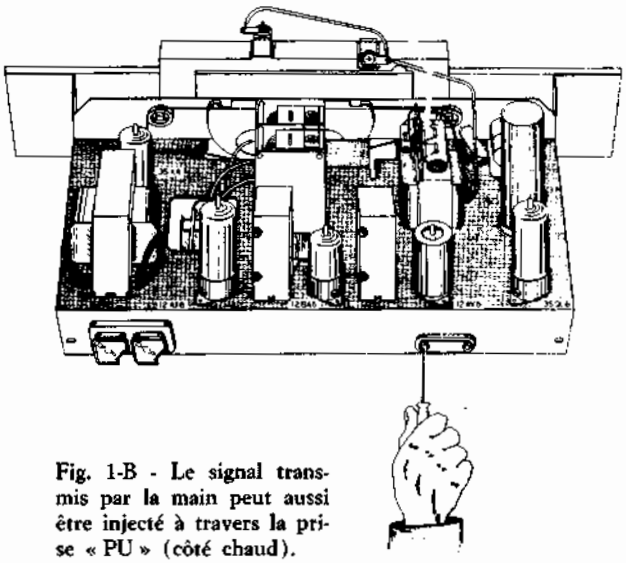


Fig. 1-B - Le signal transmis par la main peut aussi être injecté à travers la prise « PU » (côté chaud).

dans lesquels le réseau d'alimentation est en contact direct avec la masse), la broche correspondant à la grille du premier tube amplificateur (qui correspond, à volume maximum, au côté « chaud » de la prise « PU »).

La **figure 1** représente en A le cas d'un ancien type de tube, avec la connexion de grille sur la partie supérieure, en B le cas du recours à la prise « PU » et, en C, le cas où il faut chercher l'entrée de la partie basse fréquence.

Le contact du doigt (ou de la pointe du tournevis) avec l'entrée du premier étage basse fréquence provoque un fort ronflement ou un hurlement strident dans le haut-parleur. Si cela ne se produit pas, il est évident que la panne est localisée dans cet étage ou dans l'un des étages suivants. Pour plus de sûreté il est conseillé d'effectuer le même essai en touchant directement la grille du tube final. Si ce dernier essai provoque un faible ronflement dans le H.P., cela prouve que l'étage final fonctionne tandis que l'étage qui le précède est défectueux.

Une seconde méthode consiste à injecter un signal proprement dit à l'entrée de la partie basse fréquence; par exemple celui provenant d'un «pick-up», ou, mieux encore, d'un générateur B.F. Dans ce cas, il est possible aussi d'évaluer approximativement la qualité et la valeur de l'amplification.

Ce premier essai permet, en d'autres termes, de s'assurer d'avance si la panne a lieu dans la partie alimentation, dans la partie basse fréquence ou dans les étages qui précèdent celui de détection.

La raison pour laquelle on commence par le dernier étage, après le contrôle de l'alimentation, apparaîtra évident si l'on tient compte des considérations suivantes: en cas de non-fonctionnement ou de fonctionnement défecteux de l'alimentation, aucun étage ne peut fonctionner régulièrement: elle est donc le point de départ du contrôle. En second lieu, soit qu'il s'agisse d'un récepteur radio, ou d'un amplificateur ou d'un instrument de mesure, dans un dispositif électronique on a toujours une entrée, à laquelle on branche une source de signaux et une sortie, qui peut être constituée par un haut-parleur, par un appareil de mesure, un relais ou une charge quelconque; par conséquent, quel que soit le nombre des tubes présents, on peut affirmer que la panne a lieu, par exemple, dans l'étage précédent l'avant-dernier, pourvu que l'on ait la certitude absolue que les deux suivants (l'avant-dernier et le dernier) fonctionnent régulièrement. Il nous reste ensuite à déterminer si les étages précédents sont, eux aussi, normaux ou non.

En d'autres termes, à moins que la cause de la panne ne soit pas si évidente qu'elle rende inutile la recherche par élimination, il convient toujours de procéder à rebours, par rapport au parcours emprunté par le signal.

Après cet essai préliminaire, on commencera l'analyse du récepteur, de la manière que nous avons signalée au commencement, c'est-à-dire en partant de l'alimentation et en poursuivant, de l'étage final vers le haut, jusqu'à la prise d'antenne.

CONTRÔLE de l'ALIMENTATION

La panne principale qui peut se produire dans l'alimentation consiste dans le claquage (court-circuit) ou la perte de capacité des condensateurs électrolytiques de filtrage; ces condensateurs sont soumis au vieillissiment et ils sont sensibles au différences élevées de température ainsi qu'à l'humidité. Lorsque l'un d'eux se trouve en court-circuit, ou presque, la tension à la sortie du redresseur est nulle, comme on on peut le noter en observant la **figure 2**. Pour éviter des désagréments ultérieurs dans l'examen d'un appareil en pannes, il est donc tout d'abord nécessaire de vérifier l'état de ces condensateurs. Dans ce but, après les avoir débranchés des point A et B de la figure 2, on vérifie à l'ohmmètre à piles, utilisé sur sa sensibilité maximale, que la résistance offerte par les condensateurs n'est pas inférieure à 0,25 MΩ. En plus de cela, il faut considérer que ces condensateurs peuvent, avec le temps, perdre la majeure partie de leur capacité. Si la résistance ohmique apparaît normale et si le défaut consiste en un ronflement à la sortie, il est bon d'essayer, pendant que l'apareil fonctionne, de brancher

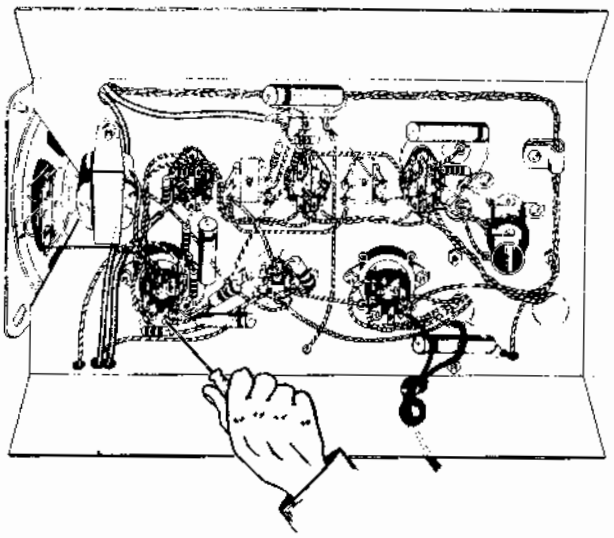


Fig. 1-C - Pour l'essai général, en l'absence de la prise « PU », il faut retirer le châssis du meuble et chercher le point correspondant à la broche de la grille du tube.

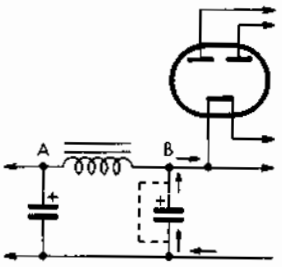


Fig. 2 - Le court-circuit d'un condensateur électrolytique (dans ce cas, du premier) se traduit par une tension nulle au point B. Pour le contrôle des condensateurs, il convient de les débrancher du côté de leur armature positive (points A et B).

provisoirement une capacité de quelques microfarads en parallèle avec chaque condensateur de filtrage. Si l'un d'eux possède une capacité insuffisante, un tel essai permettra de le trouver facilement, puisque le branchement provisoire du condensateur en parallèle éliminera immédiatement le ronflement. Naturellement, il faut faire attention à la polarité, si on utilise un condensateur électrolytique.

Pour constater si le condensateur possède ou non une certaine capacité, il suffit d'observer l'amplitude de l'impulsion de l'aiguille de l'ohmmètre utilisé sur sa sensibilité maximale.

Dautres causes de ronflement, beaucoup moins fréquentes, peuvent être dues à une dissymétrie des deux sections de la double diode redresseuse ou des deux sections de l'enroulement à haute tension du transformateur d'alimentation. La **figure 3** représente l'allure de la tension pulsée existant à la sortie de l'alimentation, avant le filtre, que l'on obtient justement dans l'un des deux cas cités.

Si le défaut a lieu dans le tube, son remplacement sera le seul remède. Si au contraire, il est dû à un court-circuit partiel dans l'une des deux sections de l'enroulement à haute tension, il sera nécessaire de remplacer le transformateur ou rebobiner son enroulement haute tension.

Cette dernière possibilité peut souvent être vérifiée à l'aide d'un voltmètre alternatif (ou d'un contrôleur universel dans la position: mesure des tensions alternatives). En effectuant en effet la mesure entre la masse et les deux plaques du redresseur (il est préférable que le tube soit débranché), on doit lire la même tension, avec un écart maximum qui ne dépasse pas 1%, dû presque exclusivement à la différence de résistance ohmique des deux sections non équilibrées. Une différence notable entre les deux tensions provoque une forme d'onde de la tension de sortie, du type illustré par la figure 3.

En observant la **figure 4**, il est facile de noter que la présence d'une tension continue au point A et son absence au point B, dénote une coupure de l'inductance de filtrage Z (ou de la résistance qui la remplace); ou bien un court-circuit du second condensateur (condensateur de sortie de filtre).

Pour réaliser une analyse complète de l'étage d'alimentation, il est enfin nécessaire de vérifier les tensions aux diverses prises du primaire, l'appareil étant en fonctionnement. Du moment qu'il agit comme un autotransformateur, après avoir appliqué la tension correspondant à la position du cavalier-fusible, il est possible de mesurer les tensions indiquées, au moyen du contrôleur utilisé dans la position: tensions alternatives, avec une tolérance maximum du 10% (voir **figure 5**).

Les tensions appliquées au redresseur étant vérifiées, il est nécessaire de contrôler aussi les basses tensions destinées au chauffage des filaments, dont la valeur, à défaut de données, peut être trouvée en observant les types de tubes employés et en consultant les feuilles de caractéristiques relatives fournies par le constructeur.

Le contrôle du transformateur d'alimentation, du tube redresseur, de l'inductance de filtrage (ou de la résistance) et de tous les condensateurs électrochimiques présents sur la ligne haute tension, permet de localiser une panne quelconque présente dans la partie alimentation.

Evidemment, si tout est en ordre, la panne se trouve dans l'une des autres parties. Supposons que tout soit en règle et poursuivons notre analyse.

CONTROLE de l'ETAGE FINAL

L'étage final peut être, nous le savons, à tube unique ou à deux tubes montés en push-pull. Quoiqu'il en soit, les défauts de cet étage peuvent engendrer plusieurs symptômes caractéristiques que nous examinerons particulièrement.

1) - L'appareil ne fonctionne pas:

a) si toutes les tensions sont normales, ce défaut est dû à la coupure de la bobine mobile du haut-parleur, ou (plus rarement) du secondaire du transformateur de sortie. Pour s'en assurer, on fait une vérification à l'ohmmètre, en effectuant la mesure entre A et B

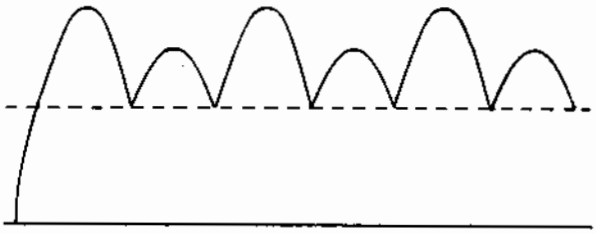


Fig. 3 - L'épuisement partiel d'une des diodes du tube redresseur ou la dissymétrie des deux sections de l'enroulement HF, donne une tension redressée ayant une allure asymétrique. Cela provoque un ronflement identique à celui provenant d'un mauvais filtrage.

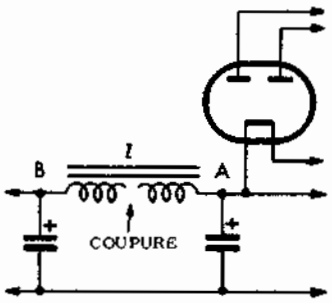


Fig. 4 - L'éventuelle rupture de l'inductance de filtrage (ou de la résistance qui, quelquefois la remplace), est accusée par la présence d'une tension au point A et son absence au point B. Cependant, l'absence de tension en B peut aussi être due au court-circuit du second condensateur électrolytique.

entre C et D, après avoir interrompu le circuit au point E, (**figure 6**).

b) Si la tension anodique est nulle, le primaire du transformateur de sortie est coupé. La grille-écran du tube final rougit alors et le tube peut être détérioré. Si l'étage final comporte deux tubes montés en push-pull, il est presque impossible que les deux sections du primaire soient coupées simultanément. En général, la rupture peut se produire dans une seule des deux sections, dans ce cas l'appareil fonctionne mais avec une puissance plus faible accompagnée de distorsion. En présence d'un tel symptôme, on peut constater le fonctionnement asymétrique de l'étage final push-pull en débranchant alternativement l'un des tubes. Si les deux tubes fonctionnent, on doit alors noter une différence considérable dans l'audition pour les deux cas; réciproquement, si en débranchant l'un des tubes l'audition ne subit aucune variation, il est bien évident que le tube débranché ne prend pas part au fonctionnement. Il sera alors nécessaire de vérifier le tube ainsi que les tensions et les courants correspondant aux diverses électrodes.

c) Une autre cause de non fonctionnement de l'étage final réside dans la coupure de la résistance de cathode. Dans ce cas, le courant du tube est nul, par suite de l'interruption du circuit. Dans ces conditions, la haute tension toute entière est appliquée entre la cathode et la masse (ce que l'on peut vérifier à l'aide du contrôleur, comme l'indique la **figure 7**). Si, comme cela se passe dans la plupart des cas, il existe un condensateur électrolytique en parallèle avec la résistance (condensateur cathodique) et lorsque cette dernière est coupée, le condensateur est soumis à la tension anodique toute entière: par conséquent, un tel condensateur ne peut généralement supporter qu'une tension maximum de 25 volts, le diélectrique se perce et le concondensateur (en court-circuit) permet le passage du courant. Alors dans ce cas, la chute de tension qui détermine la polarisation de grille étant nulle, on est en présence d'une distorsion de l'audition (voir **figure 8**).

d) Le dernier cas que nous signalerons, est le court-circuit du condensateur qui est souvent monté en parallèle avec le primaire du transformateur de sortie: dans ce cas, malgré l'observation de la présence de tension sur toutes les électrodes du ou des tubes de l'étage final, on n'aura aucune audition. Cet inconvénient peut être localisé en mesurant à l'aide de l'ohmmètre la résistance ohmique du primaire du transformateur lui-même, qui doit être de quelques centaines d'ohms, ou bien en vérifiant qu'une légère différence existe entre la tension de plaque et la tension d'écran, en l'absence de signal. La tension de plaque, en effet, doit toujours être légèrement inférieure à celle d'écran (**figure 9**), à cause de la chute de tension due à la résistance ohmique du primaire du transformateur. Cependant, on ne doit pas perdre de vue que, dans certains circuits, surtout dans ceux à tubes de forte puissance, il existe quelquefois une résistance limiteuse en série avec la grille-écran, qui empêche un tel contrôle.

Ce condensateur doit être d'excellente qualité, car il supporte des tensions à basse fréquence assez élevées, ce qui soumet le diélectrique à un travail intense.

2) Audition faible:

En plus des dérangements cités dans le paragraphe précédent, il peut se produire l'épuisement du ou des tubes. Cela peut être contrôlé à l'aide d'un lampemètre, ou en mesurant l'intensité des courants de plaque et d'écran (ou de cathode, égal à la somme des deux), en l'absence de signal. Les valeurs doivent correspondre à peu près à celles fournies par le constructeur.

Toutefois, en cas de courants normaux, avant de diagnostiquer un défaut du tube, il est conseillé de s'assurer que les tensions sont correctes et, en particulier, la tension de polarisation de grille.

3) Audition très faible accompagnée de distorsion:

La tonalité est «aiguë», métallique. Les tensions sont normales . Il faut vérifier le condensateur de liaison avec l'étage précédent. Il se peut que sa capacité soit presque nulle. On peut alors se demander comment il

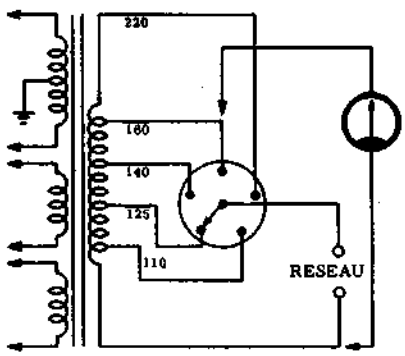


Fig. 5 - Si le transformateur d'alimentation est en ordre, une fois relié au réseau (125 volts), il est possible de mesurer les tensions aux diverses prises du primaire.

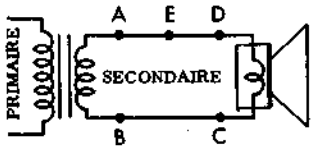


Fig. 6 - Pour s'assurer de la continuité du secondaire du transformateur de sortie et de la bobine mobile du H.P. il faut interrompre le circuit au point E et effectuer une mesure à l'ohmmètre, respectivement entre A et B et entre C et D.

se fait que la capacité d'un condensateur au papier puisse s'annuler. En réalité, il se produit le phénomène suivant: le fil de sortie du condensateur est soudé sur les armatures: or, il arrive que cette soudure soit défecteuse.

Avec le temps, les contacts s'oxydent et n'assurent plus alors la liaison électrique. Il ne subsiste plus qu'une très petite capacité inapte à assurer la transmission des fréquencces basses et moyennes.

Pour s'assurer de cette cause de panne, on remue le condensateur en tirant sur les connexions et l'on observe si, de cette façon, l'audition normale revient ou non. On peut aussi doubler le condensateur par un autre, de même capacité.

Une autre cause d'audition faible mais pure peut être la perte de capacité par suite du vieillissement du condensateur électrolytique de cathode. Il en résulte un effet de contre réaction qui réduit le gain du tube; d'où l'effet observé.

Si le vieillissement se traduit, non par une perte totale, mais une diminution importante de la capacité, l'effet de contre-réaction ne se manifeste que pour les fréquences basses; l'audition est alors normale au point de vue puissance, mais sa tonalité est aiguë et criarde, par suite de l'absence des fréquences basses. Cela peut être contrôlé au moyen de l'ohmmètre, ou bien en montant provisoirement une autre capacité analogue en parallèle.

Si le condensateur est défecteux, on observera immédiatement une augmentation de l'intensité du signal et une amélioration de la reproduction, surtout vis-à-vis des notes graves.

Une autre cause possible réside dans la variation, due presque toujours à un échauffement exagéré de la valeur de la résistance cathodique, avec, pour conséquence, la variation de la tension de polarisation. Au cas où la valeur de cette résistance est connues, il est facile de la contrôler à l'aide de l'ohmmètre, après avoir débranché au moins l'une de ses bornes du circuit.

Autrement, il est possible de mesurer la tension de polarisation en vérifiant la chute de tension aux bornes de la résistance comme l'indique la **figure 10.** Dans ce cas, le calibre de l'instrument doit être de l'ordre de 25/50 volts. c.c.

4) Audition presque normale, accompagnée d'une distorsion importante.

C'est le symptôme d'un mauvais isolement du condensateur de liaison. Dans ces conditions, une tension positive (égale à une fraction de la tension anodique de l'étage précédent) est appliquée sur la grille.

Le tube final est surchargé. On peut facilement le constater en mesurant la tension de grille, de la manière indiquée par la **figure 11.**

5) Puissance de l'audition absolument normale mais accompagnée de distortion importante.

Les causes de ces troubles ne sont pas nombreuses. En premier lieu nous citerons la possibilité d'un court-circuit partiel dans le primaire du transformateur de sortie: une telle panne peut être localisée facilement dans le cas d'un étage de sortie en push-pull, en mesurant simplement la résistance ohmique des deux sections du primaire, qui doit être presque égale.

Si au contraire, l'étage final est à tube unique, cette panne ne peut être localisée qu'en remplaçant provisoirement le transformateur lui-même par un autre. Evidemment, si le court-circuit affecte une partie importante du primaire, le dérangement peut être localisé simplement au moyen de l'ohmmètre, pourvu que le dépanneur ait une expérience lui permettant d'apprécier la différence existant entre la lecture obtenue et celle que l'on devrait obtenir.

Il peut également exister un court-circuit entre le primaire et le secondaire du transformateur de sortie. Dans ce cas, le tube final chauffe exagérément.

Une troisième cause réside dans le décentrage de la bobine mobile du haut-parleur par rapport à l'axe de l'entrefer. Ce cas exige normalement la substitution du cône du haut-parleur: toutefois, il existe des haut-parleurs, surtout s'il s'agit d'anciens types, dans lesquels le centrage de la bobine mobile peut être effec-

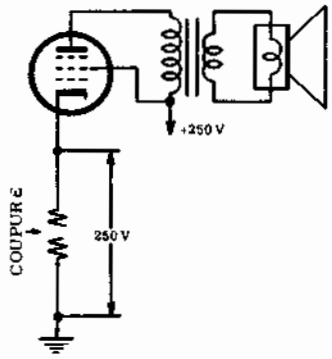


Fig. 7 - Si la résistance de cathode est coupée, toute la tension anodique est appliquée entre la cathode et la masse.

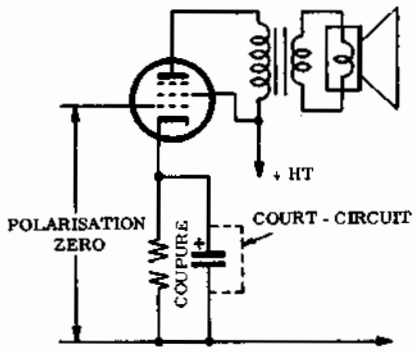


Fig. 8 - Si un condensateur électrolytique est monté en parallèle avec la résistance cathodique coupée, le diélectrique se perce et le condensateur est en court-circuit.

tué par l'intermédiaire de la vis centrale du dispositif de centrage, ou des vis de fixation du cône sur le saladier métallique (lorsque le dispositif de centrage est installé à l'extérieur de la bobine mobile). On réalise l'opération en introduisant entre la bobine mobile et le noyau central des lames en carton d'épaisseur adéquate, ordinairement au nombre de trois. L'introduction des lames cartons étant réalisée, on bloque de nouveau le dispositif de centrage puis on enlève des lames.

Cette opération est conseillée aussi pour enlever d'éventuels détritus de l'entrefer.

Pour constater le centrage parfait de la bobine mobile, il suffit de taper avec un doigt sur les divers points le long du bord extérieur de diamètre maximum du cône. Si la position de la bobine mobile est normale, on doit entendre un son d'autant plus sourd que le diamètre du cône est plus grand.

Le frottement éventuel entre la bobine mobile et les expansions polaires du noyau donne un son caractéristique qu'on peut reconnaître facilement.

Dans le cas d'un étage final symétrique, il est possible que se produise une distorsion notable par déséquilibre ou par déphasage incorrect des deux signaux qui l'excitent. Si le couplage à l'étage précédent est du type à transformateur, on contrôle le secondaire de ce dernier, tant du point de vue de l'isolement que de celui de la résistance ohmique. Si on dispose d'un oscillographe à rayons cathodiques, on contrôle la symétrie du signal, ainsi que l'inversion exacte de phase.

Si, au contraire, le couplage est du type à résistance et capacité, les contrôles à effectuer font l'objet du paragraphe suivant.

Tout ce que nous venons de dire jusqu'ici résume les causes principales de pannes de l'étage final et les remèdes à apporter.

Evidemment, comme dans tous les autres cas que nous examinerons par la suite, le meilleur système pour analyser le fonctionnement d'un étage consiste à injecter à son entrée un signal basse fréquence, provenant d'un générateur et à observer la forme et l'amplitude du signal de sortie.

Dans ce but, nous renvoyons le lecteur à tout ce que nous avons dit à propos de l'emploi de l'oscillographe à rayons cathodiques dans les mesures sur les amplificateurs basse fréquence (page 898).

CONTROLE de l'ETAGE PREAMPLIFICATEUR-INVERSEUR

Dans les appareils à étage final simple, il existe normalement un seul tube préamplificateur basse fréquence. Par contre, dans les amplificateurs de puissance et dans les appareils récepteurs d'une certaine qualité, pourvus d'un étage final en « push-pull », on a, en plus de l'étage amplificateur, un étage inverseur de phase.

Dans tous les cas, tous les tubes basse fréquence qui précédent l'étage final sont soumis aux mêmes types de pannes, donc, l'analyse que nous sommes en train de réaliser peut se rapporter indifféremment aux deux types.

1) L'appareil ne fonctionne pas

Dans ce cas, nous savons d'avance que si l'étage final et l'alimentation fonctionnent régulièrement, on doit entendre dans le haut-parleur un certain ronflement en touchant la grille du tube final.

En effectuant le même essai sur l'étage préamplificateur, ce ronflement doit être perceptible avec une puissance considérablement plus grande grâce à l'amplification de l'étage lui-même.

Si au contraire, en touchant cette grille on n'obtient aucun son, il est évident que l'étage en question ne fonctionne pas. Avant tout, on s'assure que le tube s'allume et on vérifie les tensions existant sur ses électrodes.

L'absence de tension sur la plaque dénote la coupure de la résistance de charge anodique. L'existence du courant anodique peut être contrôlée en mesurant la chute de tension existant aux bornes de la résistance.

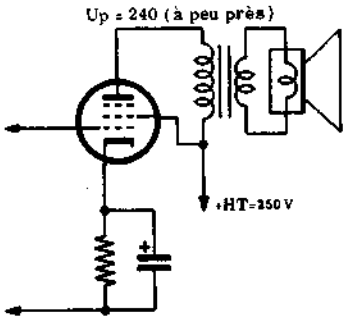


Fig. 9 - La tension de plaque du tube final (en l'absence de signal), est toujours légèrement inférieure à la tension d'écran, à cause de la résistance du primaire du transformateur de sortie.

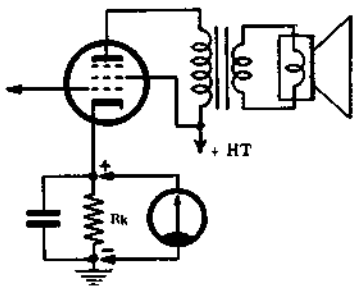


Fig. 10 - Pour mesurer la tension de polarisation, il suffit de mesurer la chute de tension aux bornes de la résistance de cathode.

Il est clair, en effet, si le courant anodique existe, la tension mesurée entre le point A et la masse doit être plus grande que celle existant entre le point B et la masse et que ce courant provoque justement entre A et B une chute de tension que l'on peut mesurer facilement.

Si, les conditions de fonctionnement du tube étant normales et la résistance de charge n'étant pas coupée, on n'a toutefois pas de courant anodique, la cause peut résider dans la rupture de la résistance existant entre la cathode et la masse. Celle ci devenant infinie, le tube se bloque.

Cette panne peut aussi être facilement trouvée en mesurant, avec le contrôleur employé en voltmètre à c.c., la tension entre cathode et masse, comme le montre la **figure 10**. Cette tension ne doit pas être supérieure à quelques volts.

L'absence totale de signal à la sortie, peut aussi être due à l'absence de contact entre le condensateur de couplage à l'étage final et la plaque du tube préamplificateur ou à la rupture du condensateur lui-même. Si l'on dispose d'un générateur de signaux, il est facile de vérifier ce condensateur en injectant le même signal, d'abord sur la grille du tube final et ensuite sur la plaque du tube précédent. Le son que l'on obtient à la sortie doit être absolument identique si le couplage est normal.

2) Fonctionnement faible

Il peut être dû à plusieurs causes: on contrôle tout d'abord l'état du tube à l'aide d'un lampemètre. Après s'être assuré que celui-ci est en parfait état, on contrôle la valeur de la résistance de charge: cette valeur n'est pas très critique, toutefois il faut se rappeler que, si d'un côté, l'amplification est d'autant plus grande que la valeur de la décharge est, elle-même, plus grande, d'un autre côté la tension anodique est à son tour d'autant plus faible, au préjudice du gain. Il faut noter que la valeur de cette résistance est comprise entre 50 000 et 500 000 ohms. S'il s'agit de la réparation d'un appareil commercial, il sera nécessaire de vérifier la valeur sur le schéma fourni par le constructeur, ou bien, si possible, celle marquée sur la résistance elle-même.

Dans le cas contraire, il est conseillé de substituer, provisoirement à cette résistance un potentiomètre de 1 MΩ (en laissant libre l'une des bornes latérales) et de faire varier la valeur de la charge jusqu'à l'obtention d'une amplification satisfaisante.

Si un tel contrôle ne donne aucun résultat positif, il est probable que la panne ne se trouve pas dans le circuit anodique, mais plutôt dans celui de polarisation. On contrôle, dans ce but, la valeur de la résistance cathodique et de la résistance existant entre la grille et la masse.

La rupture, ou une valeur excessive de l'une de ces deux résistances, peut, dans le premier cas, bloquer le fonctionnement et, dans le second, en réduire l'amplification.

3) Distorsion de l'audition

Dans la leçon relative à la distorsion dans les amplificateurs basse fréquence, nous avons déjà examiné les causes possibles et les remèdes correspondants. Toutefois, nous croyons qu'il est utile de rappeler que les organes qui peuvent causer la distorsion sont: le tube lui-même, le condensateur électrolytique de cathode (s'il existe) et le condensateur de liaison inter-étages. Dans ce cas aussi, il est nécessaire de vérifier la tension présente sur la grille du tube, de la manière indiquée par la **figure 11**, parce que, répétons-le, les pertes éventuelles d'isolement du condensateur pourraient reporter sur la grille du tube en question une partie de la tension positive présente sur la plaque du tube précédent.

S'il s'agit d'un étage final en « push-pull » et que, par conséquent, l'étage précédent fonctionne comme inverseur de phase, il peut se produire une distorsion considérable à cause d'un déséquilibre des deux signaux de sortie. Comme nous le savons, dans la plupart des cas, les deux signaux sont prélevés l'un du

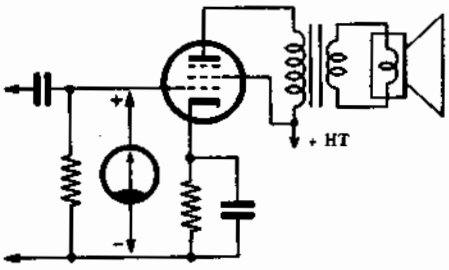


Fig. 11 - En branchant le contrôleur employé comme voltmètre à c.c., il est possible de confirmer la présence de pertes éventuelles dans le condensateur de couplage avec l'étage précédent.

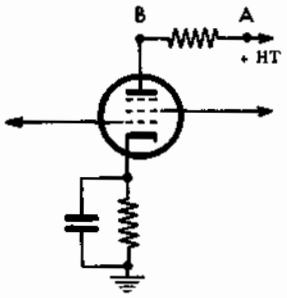


Fig. 12 - La présence de tension en A et non en B, indique que la résistance de plaque est coupée.

circuit de plaque et l'autre du circuit de cathode. Evidemment, la résistance de charge doit être divisée en deux parties rigoureusement égales entre elles: l'une insérée dans le circuit d'anode et l'autre dans celui de cathode; autrement, il est bien évident que les deux signaux de sortie auraient une amplitude différente. Donc, on s'assure que les résistances ont la même valeur et on vérifie (à l'aide d'un générateur de signaux et d'un voltmètre à tube ou d'un oscilloscope) les signaux de sortie.

Si l'étage inverseur de phase est d'un autre type (par exemple celui indiqué par la figure 12, à la page 846), nous renvoyons nos lecteurs à tout ce que nous avons dit à propos du fonctionnement de tels étages.

Comme on peut le remarquer, les causes de pannes qui peuvent exister dans la partie basse fréquence d'un appareil électronique sont dues normalement aux altérations d'un élément ou à la rupture d'une connexion. En règle générale, tous les éléments sont susceptibles de panne: cependant, cela ne doit pas être considéré d'un point de vue pessimiste.

Si compliqué que soit l'appareil, la tâche du dépanneur consiste simplement à connaître et à analyser le fonctionnement de chaque étage, en profitant de son expérience, de son intuition et enfin, d'une certaine chance aussi.

Nos lecteurs l'ont certainement compris, la recherche d'une panne consiste à poursuivre le dérangement jusque dans ses derniers retranchements et, dans cette recherche, les connaissances théoriques et toutes les expériences faites précédemment apportent une aide considérable.

Supposons, cette fois encore, que la partie basse fréquence fonctionne régulièrement: dans ce cas, en injectant un signal à fréquence acoustique à l'entrée, on doit avoir un signal de sortie de qualité et d'intensité convenables.

Si l'on veut, il est opportun de tracer la courbe de réponse de toute la partie B.F. (nous le conseillons parce que cela permet d'acquérir une certaine pratique).

CONTROLE de l'ETAGE DETECTEUR

Il n'est pas possible de réaliser une analyse détaillée de toutes les pannes qui peuvent se produire dans les divers types de détecteur. Nous nous contenterons donc de citer les cas principaux.

Dans ce circuit normal de détection d'un récepteur superhétérodyne, basé sur l'emploi d'une diode à vide (ou à semi-conducteur), le signal basse fréquence se manifeste aux bornes de la résistance de charge et du condensateur en parallèle avec elle. Il est donc évident que la rupture de cette résistance, ou le court-circuit du condensateur cité, provoque la disparition totale du signal détecté. Dans le cas où l'appareil est tout à fait silencieux, il faut voir tout d'abord si le secondaire du 2ème transformateur F.I. n'est pas coupé, puis contrôler l'état de la diode et, en particulier, sa résistance inverse s'il s'agit d'une diode à cristal. La valeur de la résistance de charge peut être normalement contrôlée sur le schéma fourni par le constructeur, ou bien constaté sur la résistance même.

Il peut aussi s'agir d'un court-circuit du condensateur d'accord du secondaire du transformateur F.I.

Une cause de panne facilement localisable est due au fonctionnement défectueux du commutateur de gamme qui met en ou hors circuit le « PU », ou à la présence d'un court-circuit dans le câble blindé qui amène le signal basse fréquence à l'entrée de l'amplificateur.

La présence d'un tel court circuit peut être constatée en retirant simplement le conducteur central, comme l'indique la **figure 13**; si l'on effectue une mesure à l'aide de l'ohmmètre, entre celui-ci et la masse on doit trouver une résistance infinie.

La diode détectrice, par ses caractéristiques même de fonctionnement, n'est pas alimentée en courant continu. L'anode est en effet, soumise au seul signal à la fréquence intermédiaire qui provient du transformateur de couplage.

Par conséquent l'analyse de cet étage ne peut être réalisée qu'en contrôlant séparément l'état des divers

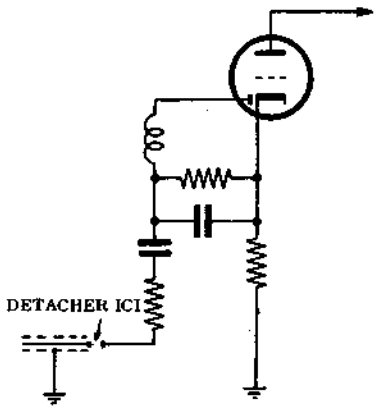


Fig. 13 - Pour contrôler de possibles court-circuits ou des pertes d'isolement du câble blindé relié à la prise « PU » (souvent à travers le bloc H.F.) il est nécessaire de débrancher le câble lui-même et de faire une mesure à l'aide de l'ohmmètre entre le conducteur central et la masse.

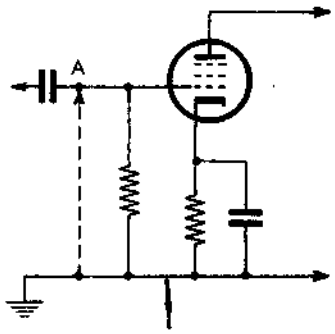


Fig. 14 - Dans la recherche de l'étage où a lieu le ronflement, on connecte la grille à la masse. Si le bruit disparaît, il a lieu dans ce même étage ou dans l'un des précédents. Dans le cas contraire, il a lieu dans l'un des étages suivants.

éléments, ou répétons-le, en injectant un signal à l'entrée pour le contrôler à la sortie.

Dans le cas de discriminateurs ou détecteurs de rapport des récepteurs à modulation de fréquence, si le simple contrôle de l'état des diodes, à l'aide d'un lampemètre, ainsi que des éléments du circuit, au moyen du contrôleur, n'est pas suffisant pour localiser la panne, il est indispensable de faire appel à l'emploi d'un générateur de signaux haute fréquence et d'injecter un signal de fréquence convenable à l'entrée du transformateur, en contrôlant au moyen de l'oscilloscope ou du voltmètre à lampes les tensions existant entre le point milieu du secondaire et les deux extrémités.

L'absence totale de réception pourrait enfin être due au désaccord complet du transformateur F.I., mais nous nous occuperons de ce cas d'ailleurs.

L'analyse que nous venons de faire est d'habitude suffisante pour trouver les pannes des circuits B.F. Le contrôle des étages qui précèdent le détecteur fera l'objet de la leçon suivante.

LES CAUSES de RONFLEMENT dans la PARTIE BASSE FREQUENCE

L'un des problèmes que le technicien est souvent appelé à résoudre, est celui de l'élimination du ronflement qui se manifeste souvent tant dans les postes de radio que dans les amplificateurs basse fréquence.

Tout d'abord, nous devons distinguer entre deux cas distincts: s'il s'agit d'un appareil du commerce pour lequel le ronflement s'est manifesté tout d'un coup, alors que le fonctionnement était normal, il s'agit certainement d'un dérangement du circuit de filtrage ou d'une perte d'isolement en un point quelconque du circuit. Si par contre, il s'agit d'une réalisation expérimentale, en plus des causes déjà mentionnées, le mal peut provenir également d'une orientation incorrecte d'un élément quelconque.

Afin de localiser l'endroit où se manifeste le ronflement, on procède à l'inverse de ce que nous avons fait jusqu'à maintenant: on part du premier étage pour aboutir au dernier.

Dans ce but, il suffit de connecter à la masse la grille de commande de chaque étage (**figure 14**); si la perturbation ne disparaît pas, elle a lieu dans ce même étage ou dans l'un des précédents, tandis que dans le cas contraire, elle doit se trouver dans l'un des étages suivants.

Les causes de ronflement sont, en règle générale, les suivantes: inductance de filtrage insuffisante ou présentant des spires en court-circuit; condensateurs de filtrage en voie de dessèchement; condensateur de cathode du tube préamplificateur B.F. ou final, claqué ou inversé; rupture de la liaison à la masse d'un blindage (de tube, de transformateur ou de câble); déséquilibre des deux sections du redresseur, comme nous avons indiqué précédemment; perte d'isolement entre le filament et la cathode; rupture de la connexion à la masse de l'un des côtés de la ligne d'alimentation des filaments ou de la prise médiane du secondaire correspondant de filtrage et enfin, dans le cas d'amplificateurs basse fréquence avec entrée par transformateur, présence d'un champ d'induction magnétique alternatif considérable à l'extérieur de l'appareil.

Dans le cas d'une réalisation expérimentale, les causes de ronflement sont, en plus de celles que nous venons de citer: l'orientation incorrecte de l'inductance de filtrage par rapport au transformateur d'alimentation; l'orientation incorrecte du transformateur de sortie vis à vis du transformateur d'alimentation et de l'inductance de filtrage: l'orientation incorrecte du transformateur inter-étage, dans les amplifiateurs à étage final en push-pull fonctionnant en classe B, AB, AB1 ou AB2; le rapprochement excessif entre une ligne d'alimentation à courant alternatif (filaments ou secteur) et un conducteur porteur du signal utile; enfin, l'omission de liaison à la masse de l'enrobage blindé d'un conducteur.

En général, quand un élément (capacité ou résistance ou inductance) est la cause de la perturbation, il est facile de le déterminer, étant donné qu'en le touchant extérieurement avec la main, on note une variation d'intensité du ronflement.

Leçon n° 140

LA LOCALISATION des PANNES

LES ETAGES HAUTE ET MOYENNE FREQUENCE

Comme nous l'avons vu à la leçon précédente, la localisation d'une panne s'effectue par élimination, c'est-à-dire en vérifiant chaque étage, et en s'assurant de leur fonctionnement, en commençant par le dernier.

Nous entreprenons maintenant l'examen des étages amplificateurs à fréquence intermédiaire et à haute fréquence, ainsi que de l'étage changeur de fréquence.

Contrôle de l'amplificateur à fréquence intermédiaire

Dans cette partie du récepteur aussi, les pannes qui peuvent se produire sont de nature diverse. Le diagnostic est plus difficile à faire; toutefois, on ne rencontre pas de difficultés majeures par rapport à celles rencontrées dans les opérations décrites dans la leçon précédente.

La panne peut, en général, être recherchée uniquement à l'aide du contrôleur universel et, dans les cas plus complexes, à l'aide du générateur de signaux (oscillateur modulé).

La seule différence essentielle entre les étages moyenne et haute fréquence et les étages basse fréquence déjà examinés, repose sur le fait que le couplage est rarement du type à résistance capacité. Dans presque tous les cas, la charge d'entrée et celle de sortie sont constituées par des circuits LC, accordés ou non et le couplage entre un étage et le suivant est normalement du type à transformateur.

Si, d'un côté, cela rend plus improbable la possibilité d'une panne (parce qu'une bobine se coupe moins facilement qu'une résistance chimique), de l'autre, la substitution de l'élément défectueux complique, parfois, notablement le travail.

On peut, en effet, être obligé de remplacer un transformateur à fréquence intermédiaire, ou un tube, ou même le bloc haute fréquence, comprenant toutes les inductances de l'étage convertisseur.

Dans tous ces cas, nous l'avons déjà dit à propos de l'alignement des récepteurs superhétérodynes, il est toujours nécessaire de corriger la valeur des éléments variables (capacité ou inductance à noyau réglable), afin que l'alignement reste parfait après la substitution.

Comme on le voit, dans la plupart des cas il ne s'agit pas seulement de trouver le composant défactueux et de remplacer, à moins qu'ils n'appartiennent à des éléments des circuits d'alimentation, qui n'ont aucune influence sur l'alignement.

En outre, il existe une autre catégorie de pannes qui, si elles se produisent dans la partie haute fréquence, exigent une recherche beaucoup plus difficile que dans la partie basse fréquence: nous voulons parler des oscillations parasites, dues aux couplages indésirables entre deux conducteurs, ou deux éléments, véhiculant tous les deux le signal.

Les difficultés les plus grandes, dans ce cas, se présentent lorsque les oscillations ne se manifestent pas en permanence, mais uniquement quand l'appareil est accordé sur une certaine gamme de fréquences, ou lorsqu'il se trouve dans une position donnée, ou bien seulement quand il est dans son ébénisterie, tandis qu'elles disparaissent lorsque le châssis en a été extrait, ce qui est indispensable pour rechercher la cause de la panne.

Pour plus de commodité, nous continuerons à considérer séparément les divers cas qui peuvent se présenter.

1) L'appareil est complètement muet

En général, si la panne se trouve dans l'amplificateur F.I., on ne peut pas parler effectivement de non-fonctionnement. En fait, l'alimentation le haut-parleur et l'amplificateur basse fréquence étant en ordre de marche, on doit entendre au moins un bruit de fond. L'absence de réception d'un émetteur quelconque, faible ou fort, peut être due au non-fonctionnement du tube pentode amplificateur F.I. (1) ou, de toute façon, de cette partie du récepteur si elle comprend plusieurs étages.

Comme d'habitude, les premières choses à contrôler sont les tensions de plaque, d'écran et de grille du tube, en branchant le contrôleur universel, employé en voltmètre continu (sur le calibre 300 ou 500 volts, suivant les cas, pour la plaque et l'écran, et sur le calibre 5 V ou 10 V pour la grille), entre la masse et les points A (plaque), B (écran) et C (cathode), comme l'indique la **figure 1**.

L'absence de tension anodique peut être due à une coupure du primaire du transformateur FI. C'est une

(1) F.I.: fréquence intermédiaire; à employer de préférence à moyenne fréquence.

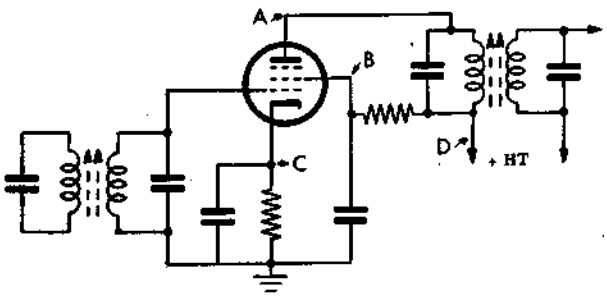


Fig. 1 - Dans un étage d'amplification Moyenne Fréquence, les points où il est nécessaire de contrôler la valeur des tensions (positives) sont: A = plaque; B = écran; C = cathode (c'est-à-dire la tension de polarisation de grille), et D = haute tension (anodique).

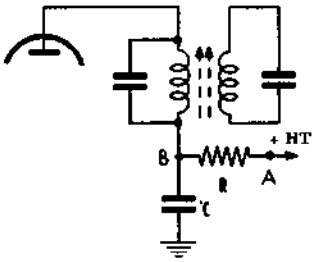


Fig. 2 - Si la tension est présente en A et non en B, la cause peut être la rupture de la résistance R, ou le court-circuit du condensateur C.

panne courante (dans ce cas, le transformateur doit être remplacé), ou bien à l'absence de tension au point D (côté haute tension) de la même figure. Dans ce cas, il est nécessaire de suivre le conducteur qui amène la tension positive à l'entrée de l'enroulement, jusqu'à ce que l'on rencontre le point où la tension est présente.

Quelquefois, comme on le voit en observant la **figure, 2**, cet étage est alimentée à travers un filtre de découplage, formé par la résistance R et par le condensateur C. Si la tension est présente au point A et non au point B, deux cas peuvent se produire: la rupture de la résistance R ou le court-circuit du condensateur C.

Ces deux dérangements peuvent être déterminés au moyen de l'ohmmètre seul, après avoir éteint l'appareil et déchargé les condensateurs électrolytiques de filtrage. Il se peut également que la tension écran soit nulle.

L'absence de tension sur la grille-écran, généralement alimentée à travers une résistance chutrice, avec un condensateur de découplage entre la grille et la masse, peut elle aussi, être due à la rupture de la résistance ou au court-circuit du condensateur. L'usage du contrôleur employé en ohmmètre, suffit à localiser la panne.

Si les tensions anodique et d'écran sont nulles, il faut penser à:

— un court-circuit du condensateur ajustable du primaire du second transformateur FI;

— un court-circuit du bobinage du même transformateur;

— un court-circuit du condensateur ajustable du secondaire du premier transformateur FI;

— un court-circuit de l'enroulement secondaire du même transformateur;

— enfin, un court-circuit du condensateur ajustable du secondaire du second transformateur FI; (voir **figure 3**).

Les condensateurs ajustables sont constitués par des lames flexibles formant les armatures, séparées par une mince feuille de mica constituant le diélectrique. Il peut alors arriver que la feuille de mica se casse, ou bien qu'elle glisse, si les deux armatures sont par trop desserrées.

Dans tous ces cas, la mesure de la résistance des enroulements au moyen de l'ohmmètre nous indiquera, à coup sûr, s'il y a ou non court-circuit.

Comme dans les étages basse fréquence, la résistance de cathode de celui à fréquence intermédiaire peut également se couper; dans un tel cas, on n'a évidemment aucun courant anodique et, par conséquent, l'étage ne fonctionne pas. On vérifie donc la résistance et on contrôle la tension existant à ses bornes, qui constitue la tension de polarisation de grille de l'étage.

La valeur de cette tension ne dépasse pas, généralement, 2 volts et elle s'ajoute, nous le savons, à celle provenant du circuit de Contrôle Automatique de Gain (C.A.G., improprement appelé souvent: contrôle automatique de volume (C.A.V.), dont nous nous occuperons par la suite).

Dans un transformateur moyenne fréquence il peut se produire (bien qu'assez rarement) un court-circuit entre un contact intérieur et le blindage métallique, à la suite de fortes vibrations, ou de chocs, subis par l'appareil.

Evidemment, cela provoque la disparition de toute audition, particulièrement si le court-circuit a lieu avec le « point chaud » de l'enroulement.

Si le court-circuit a lieu dans le primaire du transformateur, on a, en même temps, la disparition de la tension de plaque et le phénomène peut provoquer la détérioration du tube redresseur ou la rupture de la résistance de découplage. Si, au contraire, il se produit seulement dans le secondaire, on peut constater la disparition du signal si le côté relié à la diode de détection est mis en contact avec la masse, ou le bloquage du circuit de C.A.G. si le côté opposé est mis en contact avec la masse.

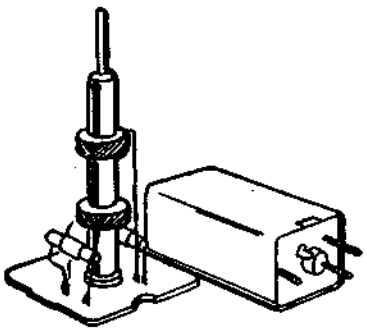


Fig. 3 - Dans un transformateur Moyenne Fréquence, les deux bobines peuvent être coupées et les condensateurs d'accord, en parallèle avec elles, en court-circuit.

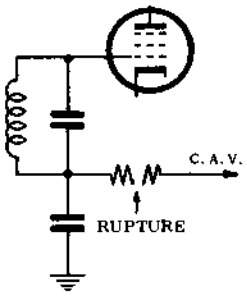


Fig. 4 - La rupture de la résistance du circuit de CAG interrompt la continuité du circuit de grille. Dans ces conditions, le tube est bloqué périodiquement.

Une autre cause de non-fonctionnement de cet étage peut être due à la rupture complète de la résistance en série avec le circuit de C.A.G. (voir **figure 4**). Dans ce cas, nous le savons, la grille est « en l'air » et prend un potentiel tellement négatif que le tube se bloque périodiquement; on obtient alors du « motorboating ».

Un dernier cas que nous croyons utile de signaler, est le déréglage complet de l'étage, qui peut se produire pour diverses raisons. Par exemple, par suite d'un choc violent, l'un des condensateurs (fixe ou variable) monté en parallèle avec l'un des enroulements à noyau réglable, peut se débrancher; de plus, il se peut qu'un des noyaux réglables (figure 3) se déplace tellement de sa position normale qu'il provoque le déréglage complet du circuit accordé.

Cette panne peut être trouvée par intuition. En effet, si tous les essais précédents ont été positifs, il ne peut plus s'agir que d'un déréglage des circuits accordés de l'étage.

Pour cette opération, il est nécessaire de disposer d'un générateur H.F. modulé, qui doit être branché comme l'indique la **figure 5**, à travers une capacité comprise entre 200 et 500 pF. En faisant varier l'accord du générateur autour de la fréquence intermédiaire et en injectant un signal d'amplitude considérable, le curseur du potentiomètre de commande de volume sonore, étant par ailleurs, au maximum, on réussit toujours à trouver une position pour laquelle le haut-parleur reproduit, bien que faiblement, la fréquence acoustique de modulation.

Il ne reste plus alors qu'à faire varier la capacité du trimmer ou la position du noyau, jusqu'à ce que l'on trouve le sens de rotation qui provoque un accroissement du signal de sortie, comme dans la méthode normale d'alignement que nous avons décrite en son temps.

Cela étant fait, on fait varier alternativement l'accord du circuit (en agissant sur le noyau ou le trimmer) et l'accord du générateur, afin d'amener graduellement le réglage **sur la fréquence appropriée**, en diminuant progressivement l'amplitude du signal injecté, au fur et à mesure que l'intensité du son augmente.

Il est conseillé de se servir d'un voltmètre de sortie monté en parallèle avec la bobine mobile du HP, afin d'effectuer un réglage plus précis à l'approche de l'accord exact.

Il faut se souvenir que, à l'occasion du réglage de l'un des circuits accordés, il est toujours bon de vérifier l'alignement du récepteur entier.

2) Réception faible

En supposant que les étages suivants fonctionnent régulièrement, le manque de puissance d'un récepteur peut aussi être dû à la faible amplification de l'étage moyenne fréquence. Examinons les causes possibles de ce dérangement.

Avant tout, nous le savons, il faut s'assurer que le tube est en parfait état, au moyen, par exemple, d'un lampemètre. A défaut de cet instrument, on peut mesurer l'intensité du courant anodique, en insérant le contrôleur utilisé en milliampèremètre sur le calibre 10 milliampères, comme le montre la **figure 6**. Dans ce cas, la lecture donnera la somme des intensités du courant de plaque et d'écran mais, si l'on veut, on peut brancher l'instrument en série avec le seul circuit de plaque.

L'intensité du courant mesuré doit être de plusieurs milliampères parce que, autrement, un courant anodique très faible pourrait dénoter une faible émission électronique de la cathode, ou bien des conditions de fonctionnement incorrectes (polarisation de grille, notamment).

Une seconde cause de mauvais fonctionnement peut provenir de l'absence de découplage de la tension d'écran: pour le confirmer, il faut brancher provisoirement une capacité de 0,1 µF en parallèle avec le con-

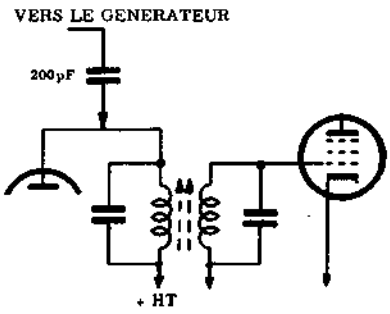


Fig. 5 - L'essai plus complet d'un transformateur M. F. est effectué en injectant sur le primaire le signal provenant d'un générateur H.F. modulé.

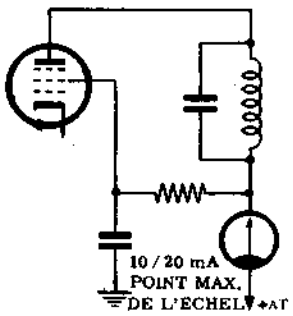


Fig. 6 - Méthode pour mesurer simultanément les courants de plaque et d'écran. Cependant, il est possible, si nécessaire, de les mesurer séparément.

densateur existant entre la grille-écran et la masse. Si la puissance de réception augmente, il faut vérifier le condensateur d'origine et, si nécessaire, le remplacer.

Un manque de sensibilité et de sélectivité dénote un déréglage général des transformateurs d'entrée et de sortie. C'est une panne assez fréquente. Ce cas a déjà été signalé dans le paragraphe précédent; par conséquent nous nous limitons à rappeler que, dans ce cas, il faut effectuer le réalignement. Une autre cause de sensibilité réduite provient d'un fonctionnement incorrect du dispositif de Contrôle Automatique de Gain, lequel, à la suite d'une altération d'un composant peut fournir une tension négative excessive, qui diminue considérablement l'amplification du tube. Cette panne est assez facilement localisable, si, pendant la réception d'un émetteur **faible**, on bloque le circuit de C.A.G. comme le montre la **figure 7**.

Un accroissement considérable de puissance indique avec certitude que la tension négative provenant du circuit est excessive. Nous nous occuperons de son remède dans le paragraphe consacré au contrôle de ce circuit.

Il existe des cas, d'ailleurs rares, où, à la suite de chocs et de vibrations, l'une des bobines d'un transformateur moyenne fréquence se détache et se déplace de sa position, en s'éloignant excessivement de l'autre. Cela provoque une diminution du degré de couplage et, par conséquent, une diminution de la puissance de sortie.

Evidemment, pour en obtenir confirmation, il est nécessaire de retirer provisoirement le transformateur de son blindage métallique.

En contrôlant les tensions, il est nécessaire de vérifier que celle d'anode comme celle d'écran ont une valeur correcte.

En général, la tension de plaque correspond à la haute tension d'alimentation, à moins que l'étage ne soit alimenté comme l'indique la figure 2.

La tension d'écran, au contraire, est notablement plus basse, exception faite de quelques cas que l'on rencontre avec les tubes « miniature » utilisés dans les appareils alimentés par batterie. Dans tous les cas, il est de bonne règle de s'assurer que les résistances qui servent à alimenter ces électrodes n'ont pas subi de variations de leur valeur nominale (avec une tolérance de 10% environ), à la suite d'un échauffement excessif; si cela s'est produit, il faut tout simplement remplacer la résistance par une autre ayant la valeur voulue, mais apte à dissiper une puissance plus grande. Par exemple, si une résistance de 0,25 MΩ - 0.5 watt, a pris une valeur de 0,4 MΩ à la suite d'un échauffement excessif il est nécessaire de la remplacer par une autre ayant pour valeur 0,25 MΩ et pouvant dissiper une puissance de 1 watt. Ce faisant on évitera que la panne ne se reproduise après un certain temps.

Une des raisons qui peuvent déterminer l'échauffement excessif d'une résistance peut provenir de la perte d'isolement d'un condensateur: il est, par conséquent, opportun que tous les condensateurs branchés dans un circuit déterminé soient contrôlés, en déconnectant au moins une borne et en les vérifiant à l'aide de l'ohmmètre.

A ce propos, il faut tenir compte que, à l'exception des condensateurs électrolytiques, les condensateurs au papier et au mica doivent toujours présenter une résistance infinie; en d'autres termes, après une légère déviation, qui se produit seulement si le condensateur est supérieur à 20 000 pF, l'aiguille doit retourner à la position « zéro », à gauche de l'échelle de l'instrument.

Nous pensons avoir considéré toutes les pannes principales qui peuvent se produire dans l'amplificateur moyenne fréquence: examinons maintenant celles qui peuvent se produire dans l'étage convertisseur.

CONTROLE de l'ETAGE CONVERTISSEUR

Comme nous l'avons vu en son temps, il existe divers types d'étages convertisseurs: le type le plus simple se compose d'un seul tube multigrille (généralement une heptode): puis vient le type à triode hexode.

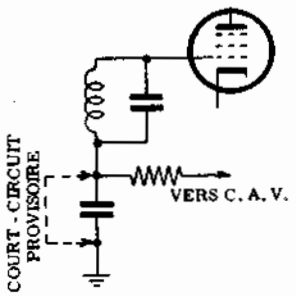


Fig. 7 - Si le manque de sensibilité est dû à un fonctionnement incorrect du circuit de C.A.G.: en court-circuitant le condensateur de filtrage, le mal cesse.

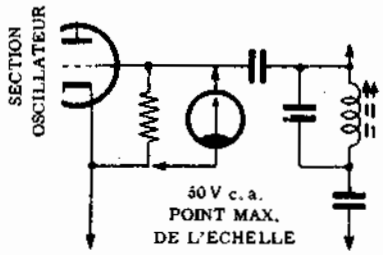


Fig. 8 - A l'aide du contrôleur employé en voltmètre alternatif et branché de la façon indiquée, on vérifie si l'étage oscillateur produit les oscillations locales nécessaires à la conversion de fréquence.

où la triode remplit les fonctions d'oscillateur local et l'hexode les fonctions d'amplificateur haute fréquence et de mélangeur et, enfin, le type à deux tubes séparés (une triode et une penthode ou hexode), dont l fonctionnement est identique à celui du cas précédent.

Quelque soit le type de montage utilisé l'étage convertisseur a pour tâche de mélanger au signal d'entrée celui produit par l'oscillateur local, de façon à fournir une fréquence constante, appelée fréquence intermédiaire. Tout cela est bien connu du lecteur.

1°) L'appareil ne fonctionne pas

La panne peut provenir de l'oscillateur local aussi bien que de l'étage mélangeur. Si l'on n'entend rien en touchant la grille modulatrice, la panne est localisée dans l'étage mélangeur.

Si on n'entend rien en touchant la grille oscillatrice, la panne est localisée dans l'étage oscillateur.

A) Pannes de l'oscillateur local

La première chose à faire est la vérification des oscillations locales. Pour constater la présence des oscillations, il suffit de brancher le contrôleur utilisé en voltmètre alternatif (au moins 10 000 ohms par volt) sur le calibre 50 volts, entre la grille et la cathode du tube oscillateur, de la manière indiquée par la **figure 8**.

Si le tube oscille, on doit noter un déplacement de l'aiguille vers la droite, d'autant plus grand que la fréquence produite est plus petite: en d'autres termes, si le commutateur de gamme est dans la position « Ondes Moyennes », on doit constater une déviation considérable de l'aiguille, qui diminuera vers l'extrémité supérieure de la gamme. Dans les gammes d'ondes courtes, au contraire, la déviation sera beaucoup plus petite.

Dans les récepteurs superhétérodynes, nous le savons, aucune réception n'est possible si l'oscillateur local ne fonctionne pas, parce que dans ces conditions, la fréquence intermédiaire ne se produit pas: toutefois, il peut se présenter le cas où l'oscillateur fonctionne sur une seule partie de la gamme explorée au moyen de la rotation du condensateur variable, ou sur une seule gamme.

Pendant la vérification de la présence des oscillations, il est nécessaire d'explorer entièrement chaque gamme à l'aide du condensateur et en veillant à ce que l'aiguille de l'instrument ne revienne jamais à zéro. Les éventuelles variations considérables de déviation n'ont aucune importance, puisque, presque toujours, elles sont dues à l'effet d'amortissement que le branchement de l'instrument exerce sur le circuit oscillateur.

Supposons donc que les oscillations locales ne se manifestent sur aucune gamme.

Il va sans dire que nous avons vérifié que le tube était bon.

Si la tension anodique est nulle, alors que la haute tension est normale à l'entrée du bobinage, il peut y avoir: une coupure du bobinage oscillateur; une coupure de la résistance d'anode; un court-circuit du condensateur de liaison (cas de l'alimentation en parallèle); un court-circuit avec la masse du bobinage oscillateur.

Si au contraire, la tension anodique est normale, il faut vérifier: la résistance de cathode (coupée); le condensateur de liaison de la grille (en court-circuit); la résistance de fuite de grille (en court-circuit ou coupée).

Une autre cause de non fonctionnement peut résider dans le décalage existant entre la fréquence des oscillations et celle du signal d'entrée haute fréquence. Dans ce cas, la valeur de la fréquence intermédiaire qui en résulte ne correspond pas à celle sur laquelle sont accordés les transformateurs de l'amplificateur F.I.

Pour effectuer ce contrôle, on accorde le récepteur sur une fréquence quelconque et, en reliant la générateur de signaux H.F. modulés à la grille du tube convertisseur, comme le montre la **figure 9**, on fait varier

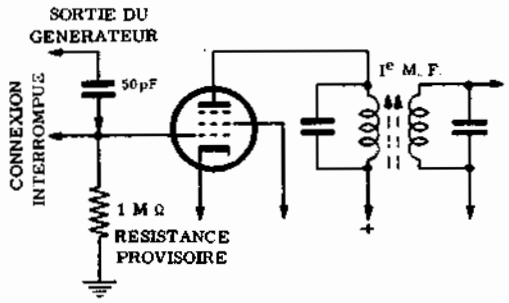


Fig. 9 - Montage du générateur de signaux à l'entrée du convertisseur, afin de contrôler la concordance entre la fréquence de l'oscillateur local et celle du circuit accordé d'entrée (circuit d'antenne).

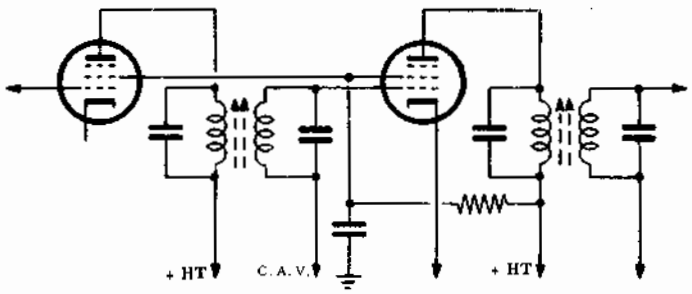


Fig. 10 - Dans les appareils de dimensions réduites, la grille-écran du convertisseur et de l'amplificateur Moyenne Fréquence sont fréquemment alimentées à travers une résistance unique, ayant un condensateur de découplage commun.

la fréquence du signal engendré par le générateur jusqu'à ce que l'on obtienne en sortie le signal de modulation du générateur. Cela étant fait, on contrôle que la fréquence du signal appliqué correspond à celle indiquée sur le cadran du générateur. Dans le cas contraire, il faut faire varier la fréquence de l'oscillateur local (en agissant sur le trimmer correspandant ou bien sur le noyau de la bobine), en déplaçant simultanément l'accord du récepteur jusqu'à l'obtention de la correspondance exacte.

Si le condensateur variable est pourvu de trimmers au mica, on doit s'assurer qu'aucun d'eux n'est en court-circuit.

Si les oscillations ne se manifestent que sur une portion de gamme, il se pourrait que le condensateur d'accord du circuit oscillateur, couplé mécaniquement au condensateur d'accord du circuit haute fréquence, soit en court-circuit en un point quelconque. Il est donc important de débrancher le conducteur qui aboutit au stator et de faire tourner le rotor en branchant les cordons de mesure de l'ohmmètre aux deux bornes du CV.

L'éventuel court - circuit en un point de la rotation peut être éliminé en cherchant la lame responsable et en la redressant légèrement.

B) Pannes de l'étage mélangeur

Supposons maintenant que l'étage oscillateur fonctionne régulièrement. La panne est alors à rechercher dans l'étage mélangeur.

a) Si la tension d'anode est nulle, le primaire du premier transformateur F.I. est coupé ou à la masse.

b) Si la tension d'écran est nulle, alors que la tension anodique est normale, il peut y avoir: une coupure de la résistance d'alimentation de l'écran; un court-circuit du condensateur de découplage de cette électrode.

Remarquons qu'il existe des cas, surtout dans les appareils de dimensions réduites, où la grille-écran du tube mélangeur et celle de la pentode amplificatrice Moyenne Fréquence sont reliées ensemble et alimentées à travers une seule résistance, ayant un seul condensateur de découplage en commun, comme le montre la **figure 10**. Evidemment, dans ce cas, l'absence éventuelle de tension d'écran se produit simultanément dans les deux étages.

c) Si les tensions anodique et d'écran sont normales, il y a lieu de vérifier: le primaire du 1er transformateur F.I. et son condensateur d'accord (en court-circuit); le bobinage d'accord (en court-circuit); les lames du condensateur variable d'accord (en court-circuit); son trimmer (en court-circuit).

Dans les appareils où le réseau d'alimentation est en contact direct avec la masse, on branche souvent dans ce circuit un condensateur de protection qui évite, pour des raisons de sécurité, le contact direct. Dans un tel cas il est nécessaire de déterminer les bornes des divers primaires et de les contrôler séparément à l'aide de l'ohmmètre, après avoir isolé au moins une borne en débranchant les conducteurs extérieurs.

Une méthode efficace pour déterminer la panne éventuelle existant dans le primaire du transformateur d'entrée du circuit d'antenne, consiste à relier l'antenne directement à la grille du tube mélangeur, à travers un condensateur au mica d'environ 50 pF. Bien souvent, il suffit de toucher avec le doigt la broche correspondant à une telle électrode, comme il est indiqué par la figure 1-A de la leçon précédente.

2°) Réception faible

Le rendement faible de l'étage convertisseur peut être dû à trois causes principales: l'épuisement partiel du tube mélangeur, les tensions incorrectes sur la grille écran ou sur la grille de commande, ou le déréglage des circuits accordés.

Pour les deux premiers cas, il faut seulement effectuer les contrôles habituels au moyen des instruments appropriés spéciaux; dans le troisième cas, il faut, au contraire, se rappeler de tout ce que nous avons écrit

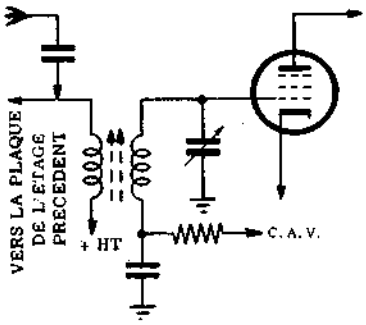


Fig. 11 - Pour vérifier le fonctionnement du transformateur de couplage on peut relier l'antenne à travers un condensateur de faible capacité sur la connexion d'anode de l'étage amplificateur H.F.; il est prudent d'enlever le tube.

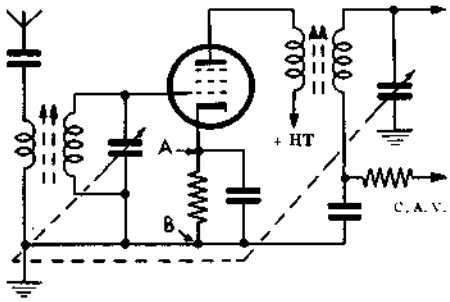


Fig. 12 - Si l'étage amplificateur H.F. n'est pas soumis à l'influence de la tension de CAG, la tension de polarisation est obtenue de la manière habituelle par la chute de tension existant entre les points A et B (tension cathodique).

à propos de la technique d'alignement des récepteurs superhétérodynes. Fréquemment, en faisant varier la capacité du trimmer monté en parallèle avec le secondaire du transformateur d'accord, on obtient des variations notables d'amplitude du signal de sortie. Cependant, dans de telles opérations, il est toujours nécessaire de contrôler, au moyen de l'oscillateur modulé que la fréquence de celui-ci correspond avec le maximum possible, d'exactitude, à la valeur de la fréquence d'accord du transformateur.

Rappelons, en outre que, pour de petites discordances, il est toujours possible d'effectuer la correction en faisant varier la fréquence du signal produit par l'oscillateur local, en agissant sur le trimmer relatif ou sur le noyau de la bobine.

CONTROLES de l'AMPLIFICATEUR HAUTE FREQUENCE

Si en touchant la grille de commande du tube H.F. en n'entend rien dans le haut parleur la panne est localisée dans cet étage.

Les opérations nécessaires pour le contrôle de cet étage sont tout à fait identiques à celles décrites à propos de l'amplificateur moyenne fréquence. De toute façon il faut tenir compte que la différence essentielle qui existe entre ces deux types d'amplificateurs réside exclusivement dans le fait que le premier fonctionne sur des fréquences variables (celles des signaux qui sont captés par l'antenne) tandis que le second fonctionne sur une fréquence fixe (fréquence intermédiaire).

L'étage préamplificateur haute fréquence existe seulement dans les appareils récepteurs professionnels ou semi-professionnels: comme nous le savons, il a pour tâche d'augmenter la sensiblité utilisable et la sélectivité du récepteur (affaiblissement de la fréquence image).

Dans les cas où la tension anodique est nulle, l'enroulement du circuit anodique est coupé.

Si cette tension est normale, alors que la tension d'écran est nulle la résistance chutrice est coupée ou le condensateur de découplage de cette électrode est en court-circuit.

Lorsque ces deux tensions sont normales il faut vérifier les condensateurs d'antenne (coupé); le condensateur d'accord du circuit d'entrée (en court-circuit) ainsi que son trimmer (en court-circuit également); l'enroulement du circuit de grille (coupé ou en court-circuit).

Pour vérifier le fonctionnement du transformateur HF de couplage, on peut relier l'antenne à la connexion d'anode de l'étage amplificateur HF; il est prudent l'enlever le tube (**figure 11**).

De cette façon, si le fonctionnement est normal sur toutes les gammes, on peut conclure que le dérangement est localisé dans un autre endroit de l'étage amplificateur.

Une réception faible, nous le savons bien, peut être due à l'épuisement partiel du tube (faible émission cathodique), à la tension excessive de C.A.G., au déréglage, etc... Nous n'avons donc rien à ajouter à ce que nous venons de dire à propos des étages précédents.

Dans certains cas, cet étage n'est pas soumis à l'influence du circuit C.A.G., pour cette raison, l'extrémité inférieure des bobines d'accord (côté « froid ») peut être directement à la masse (**figure 12**), comme dans les appareils normaux à étages accordés.

La tension de polarisation de grille est, par conséquent, due exclusivement à la chute de tension existant entre les points A et B de la même figure.

CONTROLE du CIRCUIT C.A.G.

Ce circuit, nous l'avons vu, a pour tâche de rendre constante l'amplitude du signal basse fréquence disponible à la sortie du détecteur, indépendamment des variations de l'intensité du signal d'entrée. En général, les pannes qui se produisent dans ce dispositif ne provoquent pas la disparition du signal de sortie, à moins que l'une des résistances de découplage ne soit cou-

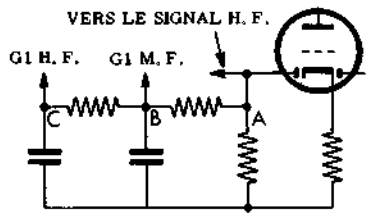


Fig. 13 - Si le non-fonctionnement est dû à la rupture d'une des résistances du circuit de C.A.G., on doit pouvoir rétablir la réception en court-circuitant vers la masse un des points A, B, ou C. Cependant, dans ce cas, la C.A.G. cesse de fonctionner.

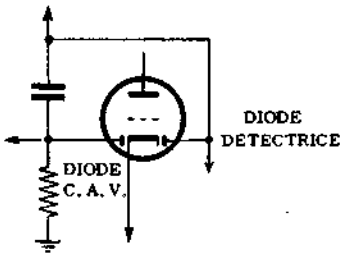


Fig. 14-A - En cas de fonctionnement excessif de C.A.G., on peut diminuer la valeur de la capacité existant entre les deux diodes.

pée (voir figure 12), ou que la diode affectée à cette tâche relative ne soit en court-circuit.

Comme nous l'avons signalé brièvement, il se peut que le dispositif produise des tensions négatives si élevées qu'elles bloquent d'une manière permanente ou intermittante le fonctionnement d'un ou de plusieurs tubes commandés.

Pour le confirmer, il est en général suffisant de mettre à la masse successivement les points A, B et C du circuit représenté: si la tension est excessive en un point quelconque, on doit noter en même temps un accroissement d'intensité du signal reçu et une différence notable de sensibilité.

Afin de pouvoir diminuer l'efficacité de la C.A.G. (si elle est excessive) la seule mesure à prendre, en plus du contrôle habituel de tous les éléments du circuit, consiste à diminuer la capacité reliant les deux diodes, dans le circuit de la **figure 13-A**, ou à appliquer une tension de signal inférieure, si le circuit est du type représenté par la figure 13-**B**.

Dans ce dernier cas, il est préférable, en général, de monter en série avec la diode relative une résistance, de valeur à déterminer expérimentalement (qui ne soit pas inférieure à 0,05 MΩ), comme il est indiqué sur la même figure par les lignes pointillées.

Le non-fonctionnement de ce circuit peut aussi être dû à l'épuisement de la diode affectée à circuit. Au cas où deux diodes différentes sont employées, dont l'une destinée à la détection, il est conseillé de les inverser provisoirement.

Si la réception devient faible ou nulle, cela prouve justement l'épuisement de la diode et, alors, il est nécessaire de remplacer le tube.

ELIMINATION des OSCILLATIONS PARASITES

Les oscillations parasites qui se produisent dans la partie haute fréquence sont toujours dues à l'une des causes suivantes: l'absence de blindage (ou un défaut de contact à la masse d'un blindage); la distance insuffisante entre deux conducteurs (dont l'un d'entrée et l'autre de sortie), les deux étant parcourus par le signal; l'absence de découplage des tensions de plaque, d'écran ou de cathode, ou, encore, le couplage excessif entre le primaire et le secondaire d'un transformateur inter-étage (tant Haute Fréquence que Moyenne Fréquence).

On contrôle par conséquent les connexions à la masse, toutes les capacités d'écran et de cathode (en essayant d'en brancher une autre d'égale valeur en parallèle avec chacune d'elles) et tous les éventuels condensateurs électrolytiques existant le long de la ligne d'alimentation anodique.

En se servant d'une petite tige en ébonite, on essaye d'écarter, en cours de fonctionnement, quelques connexions à l'intérieur du châssis, en les éloignant de celles se trouvant dans le voisinage et l'on doit toujours considérer que, quelquefois, en introduisant le châssis dans le meuble, on exerce une légère torsion sur le châssis lui-même qui provoque la rupture de quelque connexion à la masse.

Un autre cas d'oscillations parasites, tout à fait caractéristiques puisqu'elles se manifestent par un son similaire à celui d'une sirène, lorsque la reproduction est à un certain niveau, est dû au condensateur variable.

Dans ces conditions, les vibrations mécaniques produites par les ondes sonores provenant du haut-parleur influencent les condensateurs variables. Le remède unique à cet inconvénient consiste à isoler mécaniquement le condensateur variable du châssis au moyen de cales en caoutchoucs, à effectuer un contrôle du contre-écrou du pivot tournant, et à rétablir l'éventuelle connexion à la masse.

Si les oscillations sont dues à un couplage excessif dans les transformateurs F.I., une résistance de valeur comprise entre 0,1 et 0,5 MΩ montée en parallèle avec les enroulements (généralement avec le primaire seulement), comme le montre la **figure 14**, peut être utile.

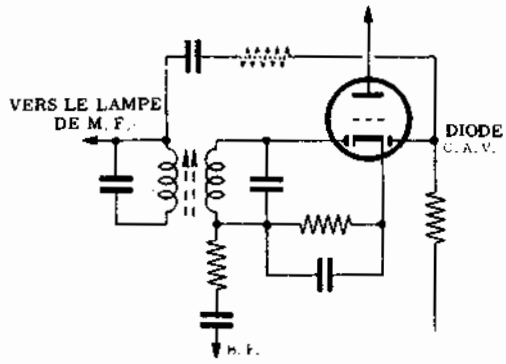


Fig. 14-B - Une seconde méthode consiste à brancher une résistance (celle en pointillé), en série avec le condensateur de couplage: on obtient ainsi l'atténuation du signal.

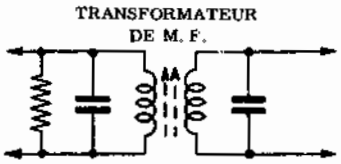


Fig. 15 - Souvent, pour éliminer les oscillations parasites qui prennent naissance dans l'étage moyenne fréquence, il suffit de brancher une résistance (de valeur relativement élevée) en parallèle avec le primaire du transformateur.

Naturellement, si possible, il est préférable d'augmenter légèrement et graduellement la distance entre le primaire et le secondaire. Cependant, cette opération demande une grande habileté et une grande expérience de la part du dépanneur.

Les RONFLEMENTS en HAUTE et MOYENNE FREQUENCE

Dans un récepteur du type superhétérodyne, il peut arriver quelquefois qu'un ronflement se manifeste seulement lorsque ce récepteur est réglé sur une onde porteuse assez puissante.

Il s'agit d'un ronflement de modulation, dû à l'emploi dans les étages haute fréquence de tubes à pente variable (donc à caractéristiques fortement coudées). Le phénomène est d'autant plus marqué que la courbure est plus forte.

Lorsque le récepteur est accordé sur un émetteur lointain, le dispositif C.A.G. agit très peu, le signal d'entrée ayant une amplitude très faible. Les tubes fonctionnant alors dans une partie droite de leur caractéristique dynamique.

Lorsqu'au contraire l'on reçoit une station locale ou très puissante, la polarisation négative de grille, amenée par la C.A.G., est telle que les tubes travaillent dans dans une région fortement coudée de leur caractéristique.

Dans ces conditions si deux tensions alternatives se présentent simultanément sur la grille, celles-ci ne **se superposent pas simplement**, mais au contraire, **se modulent mutuellement**.

Par conséquent, si une tension alternative à la fréquence du secteur est présente dans le circuit de grille de l'un des tubes asservi par la C.A.G. en même temps que l'onde porteuse, celle-ci est modulée à la fréquence du secteur et la modulation parasite est incorporée à l'émission reçue, exactement comme sa propre modulation.

Le ronflement de modulation provient, souvent, d'un tube défecteux (ou mal blindé), d'un condensateur de découplage (d'écran, d'anode, de cathode) insuffisant ou défectueux.

Il faut également vérifier que les circuits de grille ne voisinent pas avec des connexions parcourues par un courant alternatif à 50 Hz (Cordon secteur-connexions d'alimentation des filaments).

Enfin, le ronflement peut être introduit par l'antenne, si celle-ci est le siège de courants induits à fréquence industrielle à 50 Hz.

En général, cela se produit lorsque l'antenne est installée au voisinage d'une ligne de transport d'énergie électrique haute ou basse tension. Dans ce cas, il faut orienter l'antenne de façon qu'elle soit perpendiculaire à la ligne.

La meilleure solution consiste dans l'utilisation d'une antenne horizontale située à la même hauteur que la ligne (tout en restant, naturellement, perpendiculaire à celle-ci).

On peut également insérer dans le circuit d'antenne du récepteur, un circuit bouchon très sélectif accordé sur la fréquence du ronflement.

Pour en terminer avec cet examen des causes possibles de pannes, rappelons que l'essai d'un tube au lampemètre n'est pas toujours probant, les conditions normales de fonctionnement n'étant pas nécessairement obtenues avec cet appareil.

Tous les techniciens savent bien que le meilleur appareil de contrôle des tubes est l'appareil même que ceux-ci doivent équiper.

Pour ceux qui, dans leur activité de radio-dépanneurs, viendraient à se trouver en face de cas très difficiles et, en apparence, insolubles, nous conseillons de renoncer momentanément à localiser la panne. En général, en reprenant le travail le jour suivant à tête reposée, on trouve presque toujours que la cause de la panne est moins difficile à trouver qu'il n'y paraissait le jour avant.

Leçon n° 141

QUESTIONS sur les LEÇONS 139 et 140

N. 1 — Pour quelle raison, dans la recherche d'une panne dans un appareil électronique, est-il préférable de commencer par l'étage final et de de poursuivre vers l'entrée ?

N. 2 — Comment est-il possible de savoir si un tube est épuisé ou non, sans l'aide d'un lampemètre ?

N. 3 — De quelle façon peut-on déterminer les pertes d'isolement d'un condensateur de liaison ?

N. 4 — De quelle façon effectue-t-on l'essai d'un condensateur à l'aide de l'ohmmètre ?

N. 5 — Comment est-il possible d'éliminer le crachement d'un potentiomètre ?

N. 6 — De quelle façon et au moyen de quels instruments contrôle-t-on l'équilibrage et la symétrie des deux signaux d'entrée d'un étage push-pull ?

N. 7 — En quoi consiste « l'essai du doigt » ?

N. 8 — Qu'arrive-t-il si la résistance de polarisation cathodique d'un tube final s'interrompt ?

N. 9 — Comment est-il possible de contrôler le fonctionnement d'un étage détecteur ?

N. 10 — Quelles sont les causes qui peuvent amener le déréglage d'un circuit accordé ?

N. 11 — Qu'arrive-t-il si l'une des résistances de découplage existant dans le circuit de C.A.G. s'interrompt?

N. 12 — Si dans un circuit de découplage anodique, le condensateur est en court-circuit, quelle est la conséquence directe ? Quelle autre chose peut-il arriver ?

N. 13 — Comment réduit-on l'efficacité excessive de la C.A.G. ?

N. 14 — De quelle façon est-il possible de déterminer si la diode de la C.A.G. est épuisée ou non ?

N. 15 — De quelle façon contrôle-t-on si l'étage oscillateur fonctionne ?

N. 16 — Comment peut-on remédier aux oscillations parasites dûes à un couplage serré entre le primaire et le secondaire d'un transformateur moyenne fréquence ?

N. 17 — En cas de panne localisée dans le groupe haute fréquence, comment est-il possible d'établir si elle a lieu dans le primaire (circuit d'antenne), ou dans le secondaire (circuit de grille) ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 1099

N. 1 — Une économie considérable de temps et d'espace et par conséquent, de coût de production et de main-d'oeuvre, grâce à la possibilité d'effectuer en une seule fois toutes les soudures nécessaires (soudage au trem-

N. 2 — La faible dissipation de chaleur par le support isolant et la limitation du poids des éléments.

N. 3 — Parce que l'épaisseur étant constante, il faut faire varier la largeur pour que la section soit adaptée à l'intensité du courant véhiculé: autrement, il peut se produire une dissipation d'énergie sous forme de chaleur.

N. 4 — Le matériau, de la famille des bakélites, constitué par une succession de couches de papier ou de fibre de verre, trempées dans une solution constituée par un mélange d'acide phénique et d'aldéhyde formique chauffée.

N. 5 — L'encombrement des éléments et la distance entre les connexions proportionnelle à la tension qui existe entre elles.

N. 6 — Plus de 10 ampères par millimètre, grâce à la très faible résistance linéaire des rubans de cuivre et, par conséquent, à la très faible dissipation de puissance et à l'échauffement négligeable qui en résulte.

N. 7 — Pour permettre l'application d'une quantité d'étain suffisante pour garantir une bonne résistance mécanique et une résistance de contact minimum.

N. 8 — A établir une distance « standard » entre les points de fixation, afin de permettre l'emploi des éléments produits spécialement pour l'emploi sur les circuits imprimés. Elle se compose d'un réseau dont les carrés ont un côté égal à 2,54 millimètres.

N. 9 — De deux façons: la soudure par points au moyen d'un fer à souder classique à panne fine et la soudure au trempé; la première pour la réalisation des prototypes et la seconde pour la production de série.

N. 10 — En appliquant un morceau de film sur la connexion coupée et en recouvrant le tout de soudure, au moyen d'un fer à souder.

N. 11 — L'attaque du cuivre inutile d'une plaquette en matériau isolant recouverte, d'un côté, par une feuille de ce métal.

N. 12 — Etablir le schéma de principe de l'appareil à réaliser sur la plaquette et la nomenclature des éléments. De cette façon, on sait avec exactitude et d'avance, les éléments qui devront être placés sur la base même.

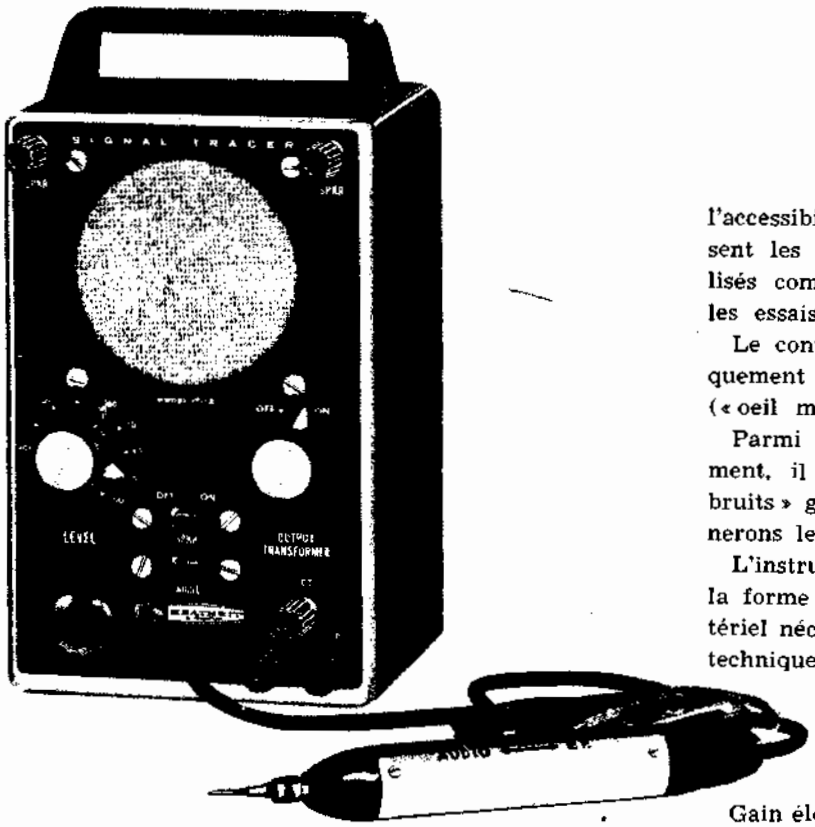
N. 13 — En utilisant un crayon de couleur bleu clair: cette couleur n'impressionne pas le film utilisé pour obtenir le négatif.

N. 14 — Parce que, dans le cas contraire, les éventuelles variations de la température ambiante détermineraient des variations dans les dimensions du circuit obtenu.

N. 15 — Parce que, de cette façon (au moyen d'une seule exposition) il est possible d'avoir en même temps plusieurs copies du circuit imprimé.

N. 16 — Les zones d'émulsion exposées aux rayons lumineux se durcissent et constituent une protection contre les acides pour le cuivre se trouvant en dessous. Les zones non exposées sont au contraire, dissoutes pendant le développement de la plaquette exposée.

CONSTRUCTION d'un "SIGNAL - TRACER"



Dans la technique du radiodépannage et, plus précisément, pour la recherche de la panne, il existe un instrument qui, bien qu'il ne soit pas très connu en Europe, est d'un emploi très fréquent dans les laboratoires d'outre-Atlantique. Il s'agit du « signal-tracer », dont nous décrivons ci-dessous un modèle.

Il s'agit, en substance, d'un amplificateur basse fréquence, à alimentation indépendante et pourvu d'un haut-parleur. A travers une sonde, il permet de prélever le signal en un point donné du circuit de l'appareil en essai et de l'entendre indépendemment du fonctionnement ou du non-fonctionnement des étages situés au-delà de ce point.

En d'autres termes, le lecteur l'aura compris, le « signal-tracer » permet l'examen dynamique de l'appareil à réparer, en suivant le signal depuis l'entrée jusqu'à la sortie, contrairement à la méthode exposée dans les deux leçons précédentes.

Afin de pouvoir suivre le signal dans la partie Haute ou Moyenne Fréquence d'un récepteur, la sonde est munie d'un commutateur qui permet d'insérer une capacité et une diode à cristal. De cette façon, même s'il s'agit d'oscillations Haute Fréquence, le signal appliqué à l'appareil après détection, est audible.

Aussi bien le haut-parleur que le transformateur de sortie, peuvent, au moyen d'interrupteurs spéciaux, être isolés du circuit auquel ils appartiennent et, grâce à l'accessibilité du panneau frontal sur lequel aboutissent les prises correspondantes, ils peuvent être utilisés comme des éléments de remplacement pendant les essais effectués sur l'appareil à dépanner.

Le contrôle du signal peut être effectué aussi optiquement grâce à la présence d'un indicateur cathodique (« oeil magique »).

Parmi les diverses possibilités qu'offre cet instrument, il est important de citer « la localisation de bruits » grâce à un dispositif spécial, dont nous examinerons les conditions d'emploi.

L'instrument est disponible dans le commerce sous la forme de boîte de montage, contenant tout le matériel nécessaire permettant la réalisation d'un appareil techniquement et esthétiquement complet.

Caractéristiques générales

Gain élevé pour l'analyse des circuits haute et moyenne fréquence.

Gain élevé pour l'analyse des circuits basse fréquence.

Commutateur HF/BF situé directement sur la sonde.

Indicateur acoustique à haut-parleur électrodynamique incorporé.

Indicateur optique à « oeil magique ».

Circuit pour la localisation des bruits.

Possibilité d'emploi séparé du haut-parleur, avec ou sans transformateur de sortie.

Alimentation 110 volts c.a., 25 watts.

Tubes: un 12AX7, un 12CA5 et un 1629, trois au total.

Redressement au moyen d'un élément au sélénium (mono alternance).

Dimensions: 11,5 × 19 × 10 cm environ.

Poids: 2,6 kgs.

DESCRIPTION du CIRCUIT

Le circuit électrique de l'appareil est représenté par la **figure 1**, où, en plus des valeurs des divers éléments, les tensions mesurables pendant l'essai sont mises en évidence, permettant de se rendre compte si le fonctionnement est correct. En bas et à gauche, on voit la sonde qui permet l'examen des circuits basse fréquence avec le circuit fermé (entre 2 et 3) et des circuits haute ou moyenne fréquence (dans la position indiquée). A travers un câble blindé, le signal est appliqué, par l'intermédiaire de C2, à un potentiomètre de 1 MΩ par le curseur duquel et à travers C3, il atteint la grille de la section A de V1. La section B de

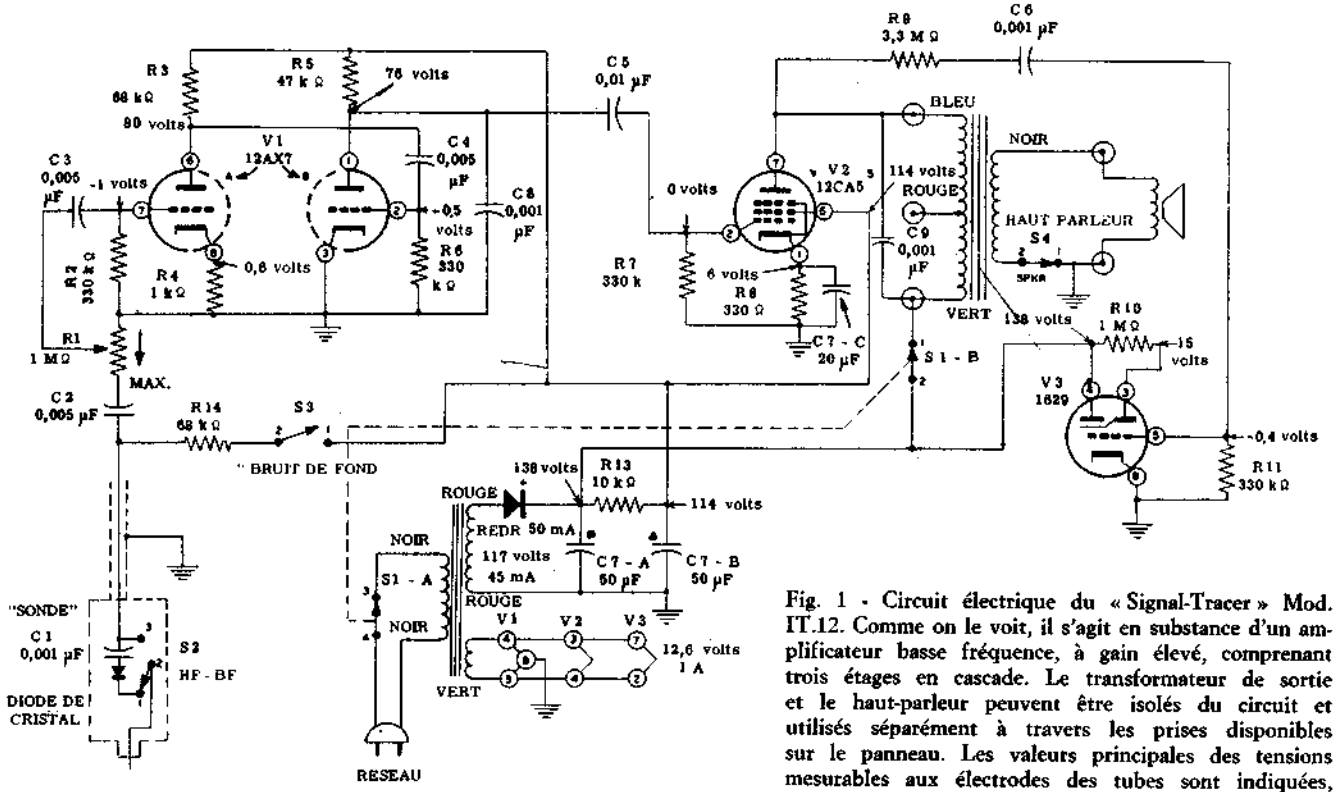


Fig. 1 - Circuit électrique du « Signal-Tracer » Mod. IT.12. Comme on le voit, il s'agit en substance d'un amplificateur basse fréquence, à gain élevé, comprenant trois étages en cascade. Le transformateur de sortie et le haut-parleur peuvent être isolés du circuit et utilisés séparément à travers les prises disponibles sur le panneau. Les valeurs principales des tensions mesurables aux électrodes des tubes sont indiquées, afin de permettre l'essai une fois le montage terminé.

V1 amplifie ultérieurement le signal, après quoi, il est transféré, à travers C5, au tube final (V2). Ce dernier étant une tétrode à faisceaux dirigés, on obtient à la sortie la puissance nécessaire pour exciter le haut-parleur auquel elle est transmise par le transformateur de sortie. Pour le contrôle optique une petite partie du signal est prélevée à travers R9 et C6 (en série entre eux) et appliquée au tube V3 (oeil magique).

Les trois bornes du primaire du transformateur de sortie et les deux de la bobine mobile, aboutissent à autant de prises situées sur le panneau frontal, pour permettre l'emploi du haut-parleur seul, ou de celui-ci et de son transformateur, comme des éléments de remplacement de l'appareil en essai, dans le cas où l'on suppose qu'ils sont défectueux. Dans ce but, le primaire peut être employé avec trois valeurs d'impédance (entre la première et la seconde borne, entre la seconde et la troisième borne, ou entre la première et la troisième borne). Lorsqu'on doit utiliser le haut-parleur avec le transformateur de sortie, l'interrupteur S1-B permet de débrancher provisoirement la tension anodique; si on désire utiliser seulement le haut-parleur, il est possible de l'isoler (d'un seul côté) du transformateur de sortie, en agissant sur l'interrupteur S4.

L'interrupteur S3, qui permet d'appliquer au câble de connexion de la sonde la haute tension positive, est utilisé pour insérer le dispositif de localisation des bruits, comme nous le verrons sous peu.

L'alimentation est en tout point classique et comporte un transformateur qui isole le circuit proprement dit du réseau de distribution. Cela permet l'emploi de l'appareil même dans les récepteurs où le réseau est en contact direct avec le châssis métallique, c'est-à-dire avec la masse.

Le MONTAGE MECANIQUE

La **figure 2** représente le panneau frontal, sur lequel sont disposés: le haut-parleur, le transformateur de sortie, les deux prises correspondant à l'impédance maximum du primaire du transformateur de sortie (H et G, entre lesquels un condensateur de 0,001 µF est branché) et la prise intermédiaire (F), en plus des deux interrupteurs S3 et S4 et des prises correspondant à la bobine mobile (A et C, cette dernière reliée à la masse au moyen de la cosse B).

Le trou visible en haut et à gauche renferme le sommet de V3 (oeil magique) et le passe-fil en caoutchouc, indiqué par I, permet la sortie du câble blindé qui aboutit à la sonde.

La **figure 3** représente le châssis à proprement parler, vu d'en haut. Il est fixé au panneau frontal au moyen du potentiomètre R1 (à gauche), et du commutateur S1 (à droite). Remarquez la position du condensateur électrolytique tubulaire C7 (contenant les trois unités) de la plaquette relais à deux cosses (L), du redresseur (P), ainsi que l'orientation des deux supports (V1 et V2).

La **figure 4** représente le même châssis, vu, cette fois, de l'autre côté, pour mettre en évidence l'orientation des supports et pour montrer la position du transformateur d'alimentation.

Les deux entailles visibles à gauche dans la figure 3, et à droite dans la figure 4, servent pour le montage de « l'oeil magique », (**figure 5**).

Il n'existe aucune difficulté de réalisation mécanique. Une fois tous les éléments sont fixés à leur place et après avoir contrôlé que les écrous sont bien serrés et que chaque organe a une orientation correcte, on peut entreprendre le montage électrique.

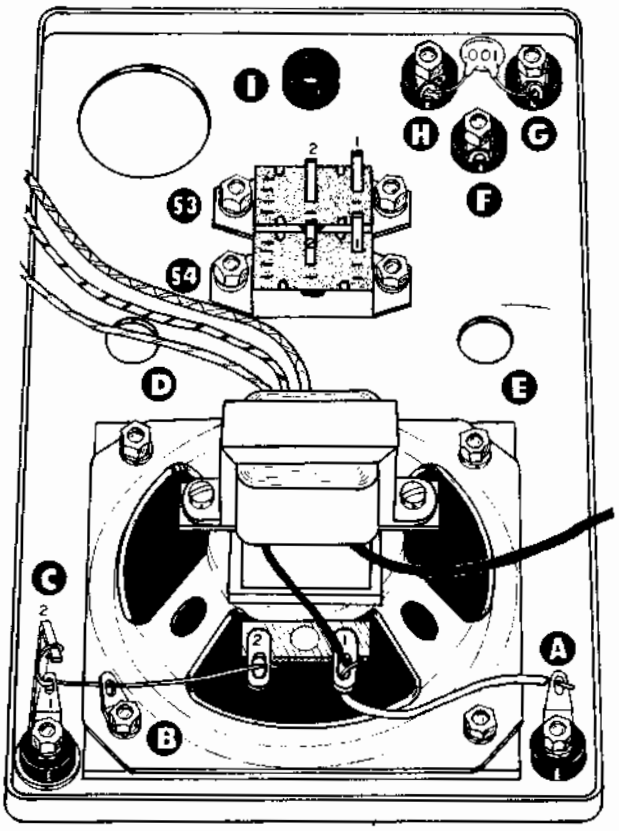


Fig. 2 - Dessin du panneau frontal (renversé) vu de l'intérieur. Remarquez la position du haut-parleur, du transformateur de sortie correspondant, ainsi que des interrupteurs S3 et S4 et des prises extérieures.

Le MONTAGE ELECTRIQUE

On commencera par la ligne d'alimentation de l'étape finale, du transformateur de sortie, etc., jusqu'à ce qu'on arrive au câble qui relie la sonde à l'appareil.

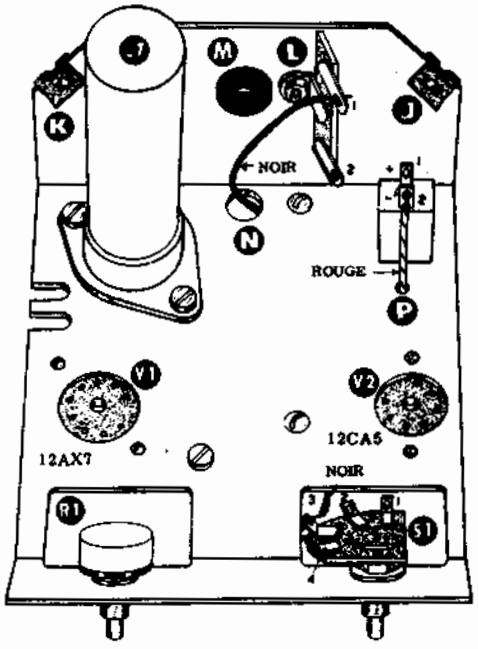


Fig. 3 - Châssis horizontal (vu par la partie supérieure). La position du condensateur électrolytique (C7 A, B, C), du potentiomètre R1 et du commutateur S1, qui soutiennent le châssis lui-même, est bien visible.

La **figure 6** représente le châssis vu de dessous, quand le montage est presque terminé. On peut reconnaître les divers éléments, puisque que la valeur est indiquée. Comme d'habitude, il faut respecter la position indiquée pour chacun d'eux, étant donné qu'elle a été étudiée afin d'obtenir le meilleur résultat.

La **figure 7** représente le montage de la sonde, en montrant bien clairement la position de chaque élément et en particulier celle du commutateur HF/BF. Remarquez la prise de masse, qui aboutit à une pince crocodile à travers une connexion flexible.

Pour le montage électrique, on le voit, il n'existe pas non plus de difficultés sérieuses: on doit faire uniquement attention d'effectuer des bonnes soudures, en évitant d'échauffer excessivement les éléments qui pourraient subir des modifications de valeur.

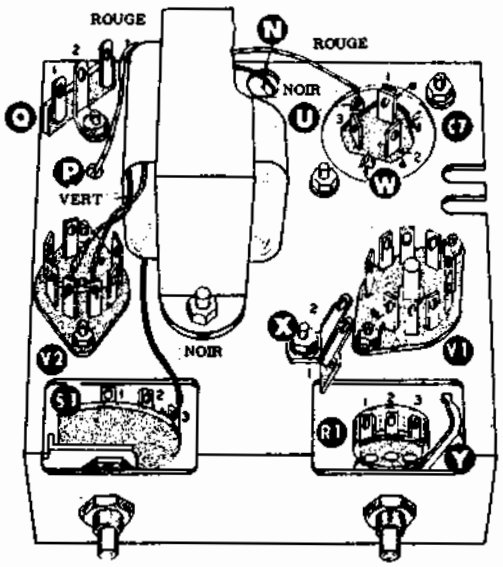


Fig. 4 - Vue du châssis de la figure 3, du côté inférieur. Le transformateur d'alimentation, sur lequel sont indiquées les couleurs de quelques connexions, est visible. Remarquez l'orientation des supports de tubes.

CONTROLE et MISE au POINT

Cet appareil très simple ne nécessite pas un contrôle et une mise au point délicats. Après avoir contrôlé plusieurs fois le circuit et après avoir vérifié l'isolement aux points les plus critiques, on relie l'appareil au réseau, en tenant compte du fait que l'alimentation est prévue pour 110 volts. Avec une tension différente, il faudrait effectuer la liaison à travers un autotransformateur, ou un transformateur, de 25 watts.

A l'aide des indications représentées sur le circuit électrique de la figure 1, on vérifie les tensions aux diverses électrodes des tubes. On s'assure que ceux-ci s'allument régulièrement et qu'aucun élément (en particulier, le redresseur et la résistance R13) ne s'échauffe excessivement. On contrôle aussi que l'écran de l'oeil magique prenne, au bout 30 secondes environ, la couleur caractéristique vert émeraude.

Si les tensions sont correctes et si tout est en ordre, mettant le commutateur de la sonde sur la position « AUDIO » (basse fréquence) et en touchant à l'aide du

doigt l'extrémité du cordon de mesure, on doit entendre un ronflement dans le HP, d'intensité réglable au moyen du potentiomètre R1; en mettant, au contraire, le commutateur sur la position « RF » (radio fréquence), on doit entendre des crépitements caractéristiques en touchant la pointe de la sonde à l'aide d'un objet métallique. En plus des sons, on doit noter, une variation de la zone illuminée sur l'écran de l'oeil magique.

Evidemment, ces essais devront être effectués, les commutateurs S1-B et S4 étant fermés, parce qu'autrement, tant le transformateur de sortie que le haut-parleur seraient exclus du circuit.

L'essai étant terminé, l'appareil peut être enfermé dans son étui, pas avant d'avoir pratiqué précédemment un noeud au voisinage du point de sortie (à l'intérieur de l'appareil), tant sur le câble blindé de la sonde que sur celui d'alimentation: cela sert à éviter des ruptures en cas de secousses violentes ou de tractions fortes. L'appareil est ainsi prêt pour l'usage.

USAGE de l'INSTRUMENT

Emploi dans les circuits Haute ou Moyenne Fréquence - Placer le commutateur de la sonde en position « RF » (radio fréquence), l'interrupteur d'allumage, celui du haut-parleur en position « ON » (marche) et celui du dispositif de localisation de bruits en position «OFF» (arrêt). Régler le contrôle de sensiblité (R1).

Quelquefois, il peut être nécessaire de mettre l'interrupteur du haut-parleur « speaker ») en position « OFF », et d'observer exclusivement l'oeil magique.

Il faut se rappeler que lorsque R1 se trouve en position de sensibilité maximum, on a un certain bruit de fond à la sortie de l'appareil, qu'on peut entendre au haut-parleur et observer sur l'oeil magique. Ce bruit de fond est dû à la sensibilité élevée de l'appareil et au fait que la connexion de grille du premier étage est située à l'extérieur à travers le câble blindé, afin d'effectuer les essais que nous décrivons.

Dans l'examen des circuits haute fréquence, la partie basse fréquence du récepteur sous essai doit être coupée en mettant à zéro le contrôle de volume relatif. En pratique, elle est remplacée par le « signal-tracer ».

En connaissant exactement le parcours du signal, c'est-à-dire en suivant le circuit à partir de la prise d'antenne jusqu'à la connexion du détecteur, les oscillations haute fréquence peuvent être prélevées en un point quelconque du circuit lui-même où elles existent, en établissant le contact au moyen de la pointe de la sonde, après avoir relié à la masse la pince cocodile qui sort de l'extrémité arrière de cette dernière. Il est évident que le signal Haute Fréquence ainsi prélevé est redressé par la diode à cristal contenue dans la sonde et le signal basse fréquence qui en résulte est appliqué à l'amplificateur.

Si le récepteur a été préalablement accordé sur une station d'une certaine puissance (par exemple une station locale), le signal de modulation (c'est-à-dire l'émission proprement dite) peut aussi être entendu en connectant la sonde à la sortie du circuit accordé, c'est-à-dire sur la grille du convertisseur. Evidemment, si ce dernier amplifie, en connectant ensuite la sonde sur la plaque du même tube, le signal doit être perçu

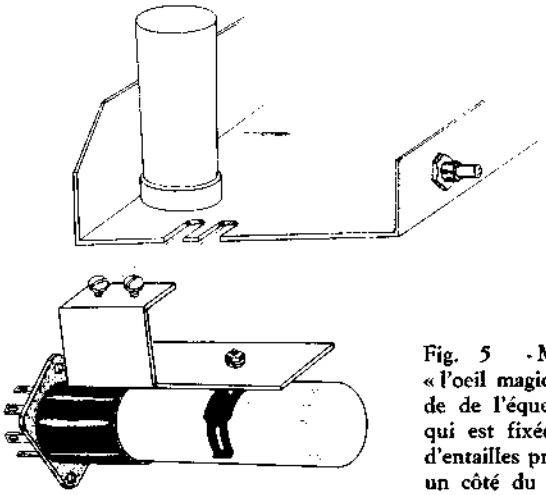


Fig. 5 - Montage de « l'oeil magique », à l'aide de l'équerre spéciale qui est fixée au moyen d'entailles pratiquées sur un côté du châssis.

avec une intensité considérablement accrue.

Du moment que le circuit d'entrée de l'instrument est apériodique, (non accordé), la sélectivité est confiée aux seuls circuits accordés de l'appareil en essai.

En l'absence d'émission, les recherches peuvent être effectuées au moyen de signaux provenant d'un générateur.

Ensuite, il est possible d'appliquer la sonde à la grille du premier tube amplificateur moyenne fréquence et de constater ainsi le fonctionnement régulier du transformateur de couplage. On passe ensuite à la plaque du même tube (contrôlant ainsi l'amplification, ce qui impliquera une réduction considérable du gain en agissant sur R1), puis au secondaire du second transformateur moyenne fréquence (diode détectrice).

Comme le lecteur doit l'avoir compris, il est possible, ainsi, d'évaluer, avec un peu de pratique, l'amplification réalisée par chaque étage. Il s'agit, en substance de suivre la « trace » du signal en suivant et en observant les modifications et les éventuelles altérations subies dans le circuit de l'appareil en essai.

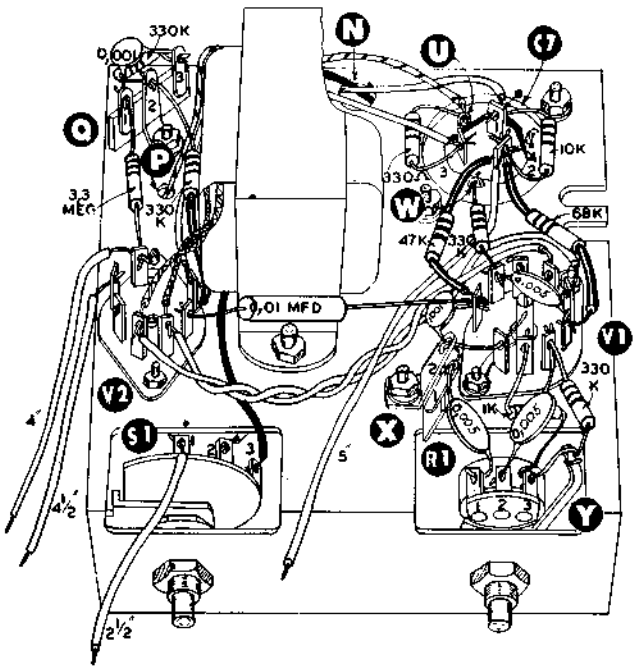


Fig. 6 - Vue du châssis, le montage presque terminé. On peut y voir la plupart des éléments (résistances, condensateurs, etc.), dont la position doit être respectée. Pour plus de commodité, la valeur des éléments visibles a été indiquée.

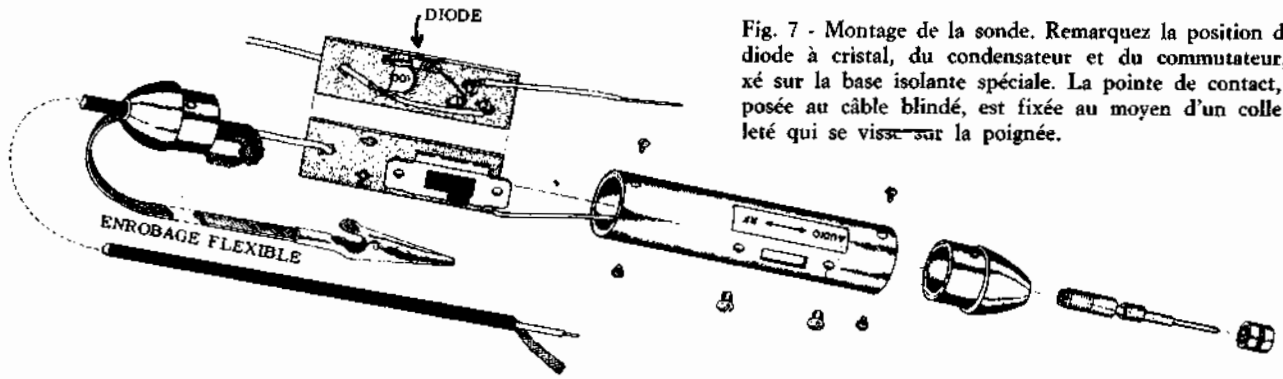


Fig. 7 - Montage de la sonde. Remarquez la position de la diode à cristal, du condensateur et du commutateur, fixé sur la base isolante spéciale. La pointe de contact, opposée au câble blindé, est fixée au moyen d'un collet fileté qui se vissé sur la poignée.

Il peut arriver que l'application de la sonde sur une extrémité d'un circuit accordé provoque un désaccord, dû à la capacité additionnelle de la sonde par rapport à la masse. Dans ce cas, il est opportun d'effectuer l'essai en un autre endroit du parcours du signal.

Emploi dans les circuits basse fréquence - Placer le commutateur de la sonde en opposition « AF » (audio-fréquence), et les autres commandes comme dans le cas précédent. Un signal basse fréquence quelconque appliqué à l'entrée de la sonde, à condition que son amplitude soit suffisante, peut être entendu dans le haut-parleur. Par l'intermédiaire du potentiomètre de réglage de la sensibilité (R1), il atteint directement la grille du premier étage, convenablement dosé.

Naturellement, si l'instrument est utilisé pour des recherches en basse fréquence, celles-ci peuvent être effectuées seulement dans la partie de l'appareil qui suit l'étage détecteur, étant donné que les éventuels signaux haute fréquence prelevés à travers la sonde ne subissent plus aucune détection, parce que la diode à cristal reste complètement excluse.

En reliant la sonde au point de prélèvement de la basse fréquence (c'est-à-dire à la sortie de l'étage détecteur) et, ensuite, à l'entrée et à la sortie des divers étages suivants, après avoir réglé le volume sonore de l'appareil en essai au niveau désiré, il est possible de vérifier et d'évaluer avec une bonne approximation la valeur et la qualité de l'amplification fournie par chacun d'eux. Evidemment, en laissant intact la position de R1 (contrôle de sensibilité), et en déplaçant la sonde de la grille à la plaque d'un même étage, on doit noter une forte variation de puissance, si ce dernier amplifie. Dans le cas contraire, aucune amplification a lieu et il faut contrôler l'étage lui-même.

Emploi du dispositif de localisation de bruits - Une des pannes que nous avons omis de citer, est le bruit qui peut se produire dans quelques éléments, dû, par exemple, à la semi-rupture d'une résistance, à la perte d'isolement d'un condensateur, etc. Le « Signal-Tracer » que nous décrivons comporte justement un dispositif apte à localiser de tels bruits.

Les pannes de ce genre se manifestent, d'habitude, lorsque l'élément défectueux se trouve sous tension. Dans ce but, en fermant l'interrupteur S3 (NOISE = bruit), le cordon de mesure de la sonde prend un potentiel d'environ 100 volts positifs par rapport à la masse, à travers une résistance de protection (R14 de 68 kohms), qui permet de fermer le circuit même sur une résistance nulle, sans aucun danger pour l'alimentation de l'instrument. Evidemment, dans ces conditions, il faut éviter de toucher avec la main le cordon de mesure sous tension, étant donné que, si une autre partie du corps du dépanneur est en contact avec la masse, il peut recevoir une forte secousse électrique.

Les essais sur l'appareil à examiner sont effectués en le tenant éteint, et la prise de courant débranchée. Le cordon de masse, peut être relié au châssis, afin d'essayer les éléments qui aboutissent à lui, ou bien à la ligne d'alimentation anodique (+H.T.), afin d'essayer les éléments qui aboutissent à cette dernière.

Par exemple, si la résistance de plaque d'un tube amplificateur B.F. semble bruyante, il est suffisant, l'appareil étant éteint de relier la pince crocodile à la ligne +H.T., et le cordon de la sonde à la plaque. Si la résistance est bruyante, elle l'est aussi sous l'effet de la tension appliquée à elle à travers la sonde, et le bruit est entendu nettement dans le haut-parleur.

On peut en dire autant pour un condensateur lorsqu'on soupçonne une perte d'isolement intérieur, qui se produit sous l'effet de la tension tandis qu'elle n'est pas bien évidente au contrôle à l'ohmmètre.

Un essai similaire peut être réalisé entre un point bien isolé et un autre, si l'on soupçonne qu'entre ces points ont lieu des décharges lorsqu'ils se trouvent sous tension. Il suffit, d'appliquer entre eux les deux bornes de la sonde et d'écouter en poussant la sensibilité du « Signal-Tracer » jusqu'au maximum, si nécessaire.

Un cas fréquent où l'emploi de ce dispositif se montre particulièrement utile, se présente lorsqu'on soupçonne une fuite entre la cathode et le filament quand le tube est allumé. Pour l'essai il faut alimenter convenablement le filament du tube et sans appliquer une tension quelconque aux autres électrodes relier la sonde entre la cathode et une extrémité du filament.

De la même façon, il est possible de contrôler les potentiomètres, les bobines (qui provoquent inévitablement des décharges lorsqu'entre les spires existent des court-circuits intermittents), etc. Il suffit d'appliquer la pince crocodile et le cordon de mesure entre les deux points où l'on suppose que le bruit a lieu.

Emploi de l'indicateur cathodique - En plus de son rôle d'indicateur optique (à la place du HP), l'oeil magique peut être employé comme indicateur de niveau dans les mesures d'amplification ou dans l'alignement des radiorécepteurs. Dans ce but, il faut se rappeler que l'amplitude de la zone lumineuse visible sur l'écran est en relation étroite avec l'amplitude du signal. Par conséquent, il est possible d'acquérir la pratique suffisante pour évaleur une bonne approximation, les variations de niveau du signal incident.

Leçon n° 142

ONDES TRES COURTES (V.H.F.) et ULTRACOURTES (U.H.F.)

Jusqu'à présent nous nous sommes occupés de l'émission et de la réception des ondes radioélectriques ayant une fréquence inférieure à 30 MHz: cette fréquence étant le limite supérieure de la gamme des Ondes Courtes. Maintenant nous consacrerons une série de leçons à l'étude du comportement, de l'émission et de la réception des ondes hertziennes ayant une fréquence supérieure à 30 NHz. A ces fréquences, les circuits que nous avons étudiés jusqu'ici, ne sont plus valables.

On doit donc faire appel à des techniques nouvelles. Les modes de propagation sont, eux aussi, bien différents, et au fur et à mesure la fréquence augmente, cette dernière se rapproche de celle des ondes lumineuses.

Les fréquences au delà de 30 MHz peuvent être subdivisées en trois gammes fondamentales:

1 - Ondes très courtes, appelées aussi « V.H.F. », en anglais « very high frequencies », qui signifie **très hautes fréquences**. Cette gamme s'étend de 30 MHz à 300 MHz; c'est-à-dire descend, en ce qui concerne la longueur d'onde, de 10 mètres à un mètre. Pour cette raison, ces ondes sont souvent appelées: « onde métriques ».

2 - Ondes ultracourtes, appelées aussi « UHF », en anglais « ultra high frequencies », qui signifie **ultra hautes fréquences**. La gamme des ondes ultracourtes s'étend de 300 MHz à 3 000 MHz, c'est-à-dire d'un mètre à 10 centimètres. Pour cette raison, on les nomme quelquefois « ondes décimétriques ».

3 - Micro-ondes; nommées « S.H.F. » en anglais « super high frequencies » (**super hautes fréquences**). Cette dernière gamme s'étend de 3 000 MHz aux 30 000 MHz, c'est-à-dire de 10 centimètres à un centimètre (« ondes centimétriques »).

Actuellement, de nouvelles techniques d'émission et de réception basées sur l'emploi de fréquences encore plus élevées (ondes millimétriques-décimillimétriques), font toujours l'objet d'études.

Dans cette leçon, nous nous occuperons des ondes très courtes et des ondes ultracourtes et, en particulier, de leur comportement et de leur propagation. Nous décrirons aussi les principes fondamentaux concernant la technique de l'émission et de la réception sur ces fréquences. Nous aborderons les micro-ondes dans une autre leçon (numéro 50).

Il faut tout d'abord tenir compte du fait que les deux gammes en question s'étendent dans une zone de fréquences très vaste, à savoir, de 30 MHz à 3 000 MHz; il en résulte, par la suite, une certaine diversité dans le comportement et la technique des circuits, entre une zone que nous pouvons définir comme zone initiale (au dessous de 75 MHz), une zone que nous pouvons considérer comme zone centrale (allant de 75 à 1 000 MHz) et une dernière zone (au delà de 1 000 MHz).

Les subdivisions que nous venons de faire n'ont rien de rigide, parce que le passage d'un type à un autre se fait, en réalité, d'une façon graduelle et il existe des zones de transition très étendues.

De toute façon, nous pouvons dire que, dans les grandes lignes, la zone initiale, surtout dans son extrémité inférieure, se comporte de manière similaire à celle des ondes courtes; la zone centrale suit, dans son comportement, les règles qui font l'objet de cette leçon; la dernière zone s'approche de la gamme des micro-ondes, en particulier en ce qui concerne la technique des circuits.

HISTORIQUE

L'un des problèmes que l'on rencontre aussi bien dans l'émission des ondes courtes que dans celle des ondes moyennes, concerne les interférences dues à l'étroitesse relative de la gamme (de 3 MHz à 30 MHz, c'est-à-dire 27 MHz en total).

Déjà, au commencement de notre siècle, la forte expansion des radio-communications posa des problèmes concernant l'assignation des fréquences disponibles à cette époque, aux différents pays et aux divers services de radioémission.

Plusieurs conférences à l'échelle mondiale ont eu lieu à partir de 1903, afin de pouvoir résoudre ce problème; toutefois, on a pu seulement mettre un peu d'ordre de façon à eviter autant que possible la production d'interférences.

On n'a pas pu résoudre la question fondamentale relative à l'impossibilité de faire face, au moyen des gammes disponibles à cette époque, à toutes les demandes concernant l'attribution des bandes libres à des services nouveaux. On s'est orienté de plus en plus vers les fréquences plus élevées.

Pendant les années qui suivirent 1930, l'encombrement de « l'éther » était tel, même dans les Ondes Courtes, qu'il rendait absolument indispensable une am-

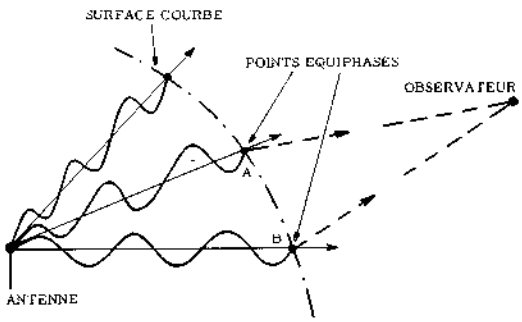


Fig. 1 - Si les points d'un train d'ondes ayant la même phase peuvent être vus par un observateur se tenant à une distance notable, deux points (A et B) situés sur la surface courbe délimitée par eux-mêmes, sembleraient situés sur une surface plane.

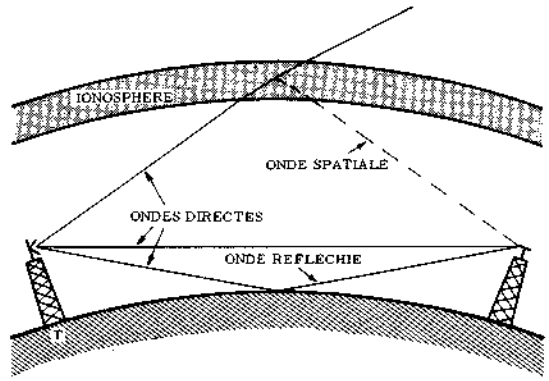


Fig. 2 - Représentation de l'onde spatiale (partiellement réfléchie), et des ondes directes (celles-ci aussi partiellement réfléchies).

pliation des gammes de fréquences disponibles pour les émissions radio.

Alors, on a dû entreprendre une série d'expériences et de recherches dans le but de rendre possible les radio-communications sur des fréquences supérieures à 30 MHz. En réalité, des recherches similaires avaient été faites précédemment, spécialement par des pionniers des radiocommunications et des amateurs, toujours à la recherche de possibilités nouvelles. Toutefois, ces expériences étaient alors considérées comme de simples curiosités scientifiques, même si elles étaient couronnées de succès, parce que les bases techniques et le matériel nécesaire à l'utilisation pratique des V.H.F. faisaient défaut.

Nous nous rapportons, en particulier, au fait que l'émission sur des fréquences supérieures à 30 MHz nécessite, afin de pouvoir être réalisée avec succès, l'emploi de circuits et d'éléments spéciaux étant donné que la technique des Ondes Moyennes et des Ondes Courtes n'est plus valable.

Entre 1930 et 1936 les laboratoires des industries ont commencé à s'intéresser activement au problème de la fabrication de composants électriques adaptés aux fréquences élevées et, pendant la même période, les amateurs ont étudié la propagation et les possibilités d'emploi des ondes très courtes. Le pas décisif fut accompli à la suite de l'intensification des recherches militaires, pendant les années précédant immédiatement la seconde guerre mondiale.

A la fin de la guerre, les gammes VHF et UHF sont devenues d'un emploi courant, tout d'abord dans le domaine des télécommunications, puis pour les services de radiodiffusion et de télévision. Dans le domaine de la radiodiffusion, la gamme VHF fut utilisée seulement pour les émissions à Modulation de Fréquence, parce que ces émissions furent justement entreprises pendant la période où les communications sur ondes très courtes se trouvaient en plein développement. A présent, les services de télévision, nous le verrons dans le « Cours » spécial, se servent aussi de plus en plus de la gamme UHF (bande IV et bande V).

PROPAGATION

Afin de pouvoir se servir dûment des équipements de télécommunications fonctionnant dans la gamme des fréquences comprise entre 30 et 1 000 MHz, il est nécessaire tout d'abord de comprendre les phénomènes naturels qui affectent la propagation de telles ondes. Les effets exercés par l'atmosphère et la surface de la terre sur les fréquences qui dépassent 30 MHz, varient avec les conditions climatiques, la nature du sol, la position géographique, la fréquence même et d'autres facteurs que nous considérerons par la suite. Une onde radio est, nous l'avons déjà dit, constituée par la coexistance d'un champ électrique et d'un champ magnétique perpendiculaires entre eux et à la direction de propagation de l'onde.

En supposant qu'un observateur puisse, à un instant donné, « voir » tous les points d'un train d'ondes émises par une antenne et ayant toutes la même phase, il observerait une surface courbe dont les rayons aboutissent à l'antenne (voir **figure 1**).

L'onde émise est sphérique. Cependant, si l'antenne est placée à une distance considérable du point d'observation, c'est-à-dire si l'observateur est situé sur une surface d'onde de grand rayon, l'onde apparaît comme étant plane.

En ce qui concerne la polarisation, nous savons déjà que celle-ci est déterminée par la polarisation du champ **électrique.** Le choix entre la polarisation verticale ou horizontale dépend de plusieurs facteurs, comme par exemple l'étendue et la direction de la zone que l'on désire couvrir. Prenons par exemple le cas où l'on désire émettre dans toutes les directions horizontales, à partir du point où se trouve l'antenne émettrice, il est nécessaire que l'on utilise un dipôle courant demi-onde, monté de sorte que son axe soit vertical. Une telle antenne, polarisée verticalement, rayonne intensément dans toutes les directions horizontales de plus, elle rayonne aussi vers le haut avec un champ suffisant pour permettre la communication, par exemple, avec des avions en vol, à l'exception d'une petite zone, qui se trouve située au dessus de l'antenne.

En ce qui concerne les radiocommunications actuel-

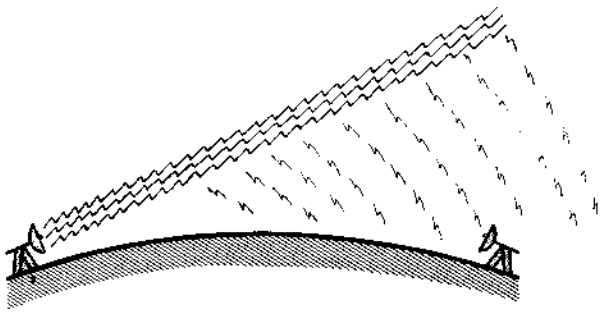


Fig. 3 - Propagation, au-delà de l'horizon, des ondes de fréquence élevée et concentrées en faisceau, au moyen d'antenne paraboliques tant à l'émission qu'à la réception, basée sur les phénomènes de diffraction et de dispersion.

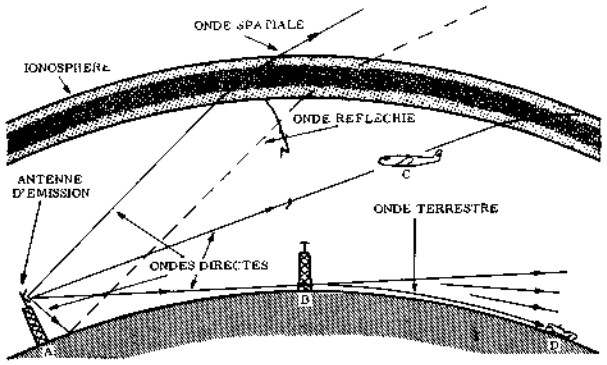


Fig. 4 - L'avion C et l'antenne B reçoivent un bon signal au moyen des ondes directes, tandis que la voiture D capte seulement des signaux faibles.

les, le plan de polarisation de l'onde reçue en un point quelconque peut différer légèrement de celui de l'antenne émettrice. Si cela se produit, le fait est dû aux effets de réflexion de la part de la terre, des nappes d'eau, des bâtiments de dimensions considérables, etc. Il est possible également d'émettre des ondes ayant une polarisation elliptique, en adoptant des types particuliers d'antennes. De cette façon, le plan de polarisation tourne petit à petit selon que l'onde elle-même avance dans l'espace. Cependant, nous précisons qu'actuellement, ce mode de polarisation est exclusivement employé dans les expériences.

PROPAGATION des ONDES DIRECTES SPATIALES et TERRESTRES

Dans l'étude de la propagation des ondes de fréquence comprise entre 30 et 1 000 MHz, on peut considérer soit la propagation directe, soit la propagation indirecte.

L'onde directe correspond à la partie de l'énergie rayonnée qui, partant de l'antenne émettrice, arrive directement à l'antenne réceptrice, sans être réfléchie, ni par l'ionosphère, ni par la surface terrestre ou par les obstacles se trouvant sur cette dernière. Les ondes terrestres, qui ont tant d'importance dans la propagation, aux fréquences inférieures, à cause de la distance considérable qu'elles parcourent, deviennent en général moins efficace lorsque la fréquence croît au-delà de 30 MHz.

La **figure 2** représente comment une onde rayonnée se divise en onde spatiale (tournée vers le ciel), onde réfléchie et onde directe. On considère comme onde spatiale la partie de l'onde rayonnée qui atteint l'antenne réceptrice après avoir subi une déviation vers le bas par rapport à sa direction originale. Ce type d'onde devient extrêmement faible avec l'accroissement de la fréquence, comme l'indique la ligne pointillée de la figure. Au-delà de 30 MHz, la majeure partie de l'énergie rayonnée passe à travers l'ionosphère en subissant une légère déviation vers le bas, à l'exception des cas rares où les conditions de l'ionosphère sont anormales.

Seule, la propagation par l'onde de sol est donc à considérer. La limite à laquelle la possibilité de propagation ionosphérique cesse, varie avec la latitude, l'heure, la saison et l'année. Cependant, elle dépasse rarement 60 MHz.

D'ailleurs, ce mode de propagation, étant donné son caractère instable, surtout lorsqu'il s'agit de réflexions sur la couche E sporadique, n'est guère intéressant; il présente surtout des inconvénients: risques d'interférences entre des émissions de télévision, par exemple.

Nous devons toutefois mentionner qu'en 1950 furent entreprises des recherches dont les résultats pratiques obtenus permettent actuellement de rendre utilisables les phénomènes stables de propagation au-delà de la ligne d'horizon radioélectrique. Ces phénomènes peuvent être exploités au moyen d'éléments convenables pour atteindre des portées de l'ordre de centaines de kilomètres, au-delà de la ligne d'horizon. Il s'agit de la propagation par diffraction et par un effet, appelé « scatter », que l'on peut définir comme étant un effet de dispersion.

Les ondes ayant de telles fréquences se comportent de manière analogue à la lumière, c'est-à-dire qu'il est possible de les concentrer en faisceaux.

La **figure 3** montre la propagation, au-delà de la ligne d'horizon, des ondes de fréquence élevée, concentrées en faisceau.

Des puissances notables et des antennes à gain très élevé sont nécessaires. La propagation des ondes terrestres se rapporte rigoureusement au rayonnement de la partie d'énergie qui se déplace le long de la surface de la terre, au voisinage de la ligne qui sépare celle-ci de l'air qui l'entoure.

Les ondes terrestres ayant une fréquence inférieure à 30 MHz (appelées quelquefois ondes de sol), atteignent des intensités telles qu'elles permettent des communications à une distance de beaucoup supérieure à celle de la portée optique. Pour des fréquences supérieures, ces ondes sont affectées considérablement, de sorte que l'onde terrestre proprement dite diminue d'intensité si rapidement au delà de l'horizon, qu'elle devient inutilisable.

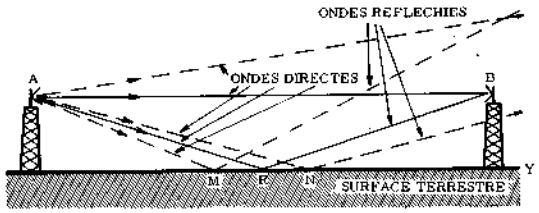


Fig. 5 - Représentation des divers types d'ondes qui se propagent entre deux antennes placées à une certaine distance sur une surface relativement plane. Les ondes spatiales vont se perdre dans l'espace, et l'antenne réceptrice (B) capte aussi bien les ondes directes qu'une partie des ondes réfléchies par la terre, mais uniquement celles qui tombent sur le point R. Les ondes réfléchies par M et N ne sont pas captées

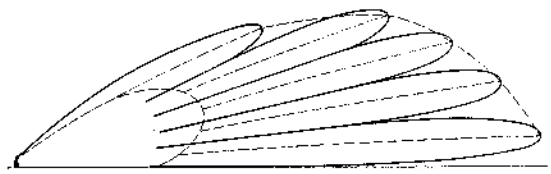


Fig. 6 - Représentation verticale d'un diagramme de rayonnement à lobes. En dehors de ces lobes, aucune réception n'est possible. Les lignes pointillées relient les points où l'intensité du champ est maximum et minimum.

En ce qui concerne la réception, l'énergie électromagnétique captée par une antenne réceptrice placée en un point relativement voisin de l'émetteur et bien au-dessus de la surface terrestre, est la résultante des ondes directes et des ondes réfléchies qui peuvent atteindre ce point. Naturellement, l'onde réfléchie est presque toujours la plus faible des deux, à cause de l'absorption et de l'inévitable dispersion qui se produisent à l'endroit où s'opère la réflexion. Il s'ensuit que l'énergie effective produite par le signal dans l'antenne réceptrice peut être plus forte ou plus faible que celle produite par l'anode directe seule, étant donné que cette énergie est en rapport étroit avec les relations de phase qui existent entre les deux signaux (direct et réfléchi) qui atteignent simultanément l'antenne. En effet, ils peuvent être en phase, (dans ce cas les amplitudes respectives s'additionnent) ou déphasés, (dans ce cas elles se soustraient).

Nous venons de dire que l'onde réfléchie est normalement la plus faible: c'est pourquoi les deux ondes ne s'annulent pas facilement même si elles se trouvent en opposition de phase totale. A cause de la faible puissance due à la propagation insuffisante des ondes spatiales et terrestres, dans le domaine des V.H.F. et des U.H.F. qui nous intéresse ici, les seuls points normalement compris dans la portée optique des émissions sont ceux qui se trouvent directement sur le sol ou légèrement au-dessous de ce dernier, et que l'onde directe peut atteindre.

C'est ce qu'illustre la **figure 4**. L'avion présent au point C et l'antenne placée sur la tour (au point B) captent tous les deux un signal satisfaisant; par contre, la voiture se trouvant en D ne reçoit qu'un signal faible, provenant de l'onde de sol. En A se trouve l'antenne émettrice.

Du moment que toutes les ondes électromagnétiques se propagent en ligne droite dans l'espace libre, on pourrait penser, à première vue, que les communications au delà de la portée optique pour laquelle l'antenne réceptrice peut être « vue » par l'antenne émettrice sont irréalisables. La pratique a, au contraire, démontré que cela n'est pas vrai. La portée effective au delà de l'horizon optique proprement dit est, certes, limitée dans les gammes des V.H.F. et des U.H.F., mais elle existe. Pour cette raison, les ondes ayant une fréquence supérieure à 30 MHz sont souvent appelées « ondes semi-optiques », pour faire ressortir le fait qu'elles se comportent de manière analogue aux ondes lumineuses.

Etant donné qu'en réalité, les ondes hertziennes appartenant à cette gamme de fréquences se comportent effectivement comme la lumière, leurs caractéristiques de propagation sont souvent définies au moyen de l'expression « émission et réception à portée optique ».

En effet, par rapport à la propagation des ondes radioélectriques l'horizon se trouve légèrement au delà de l'horizon optique. Si nous imaginons que la terre a un rayon égal à 1,33 fois son rayon effectif, une ligne droite hypothétique, allant de l'antenne émettrice jusqu'à un point de l'horizon visible par rapport au rayon imaginaire, indiquera la ligne effective de l'horizon radioélectrique. La différence entre le comportement de la lumière et celui des ondes hertziennes appartenant aux gammes de fréquences en question, est due presque exclusivement à la différence de longueur d'onde.

Portée utile des communications.

En installant l'antenne d'émission comme celle de réception à une hauteur convenable, il est possible d'effectuer de bonnes communications en modulation d'amplitude sur une distance de 150 kilomètres, au moyen d'une puissance d'émission comprise entre 50 et 100 watts. Cette évaluation approximative de la distance se rapporte à la configuration géographique, les conditions troposphériques étant normales, cependant elle peut subir des modifications notables sous l'influence de divers facteurs.

En augmentant ultérieurement la hauteur de l'antenne, ou bien en augmentant la puissance d'émission, il est logique que la portée puisse être par suite, augmentée à son tour.

Etant donné que la configuration géographique du

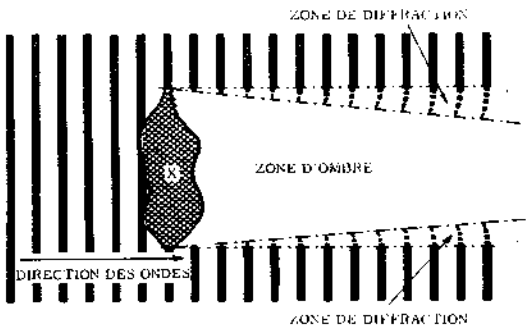


Fig. 7-A - Représentation du phénomène de diffraction sur un obstacle. Comme on peut le noter, au-delà de l'obstacle les ondes tendent à converger en un point donné.

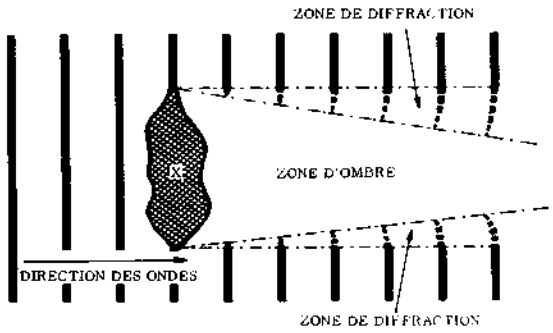


Fig. 7-B - Pour des fréquences plus petites (longueurs d'onde plus grandes), le phénomène de diffraction devient plus prononcé et la zone d'ombre se réduit.

sol varie d'une localité à une autre et que, de plus, il existe des types différents d'appareils récepteurs et émetteurs ayant, respectivement, une sensibilité et une puissance différentes, il nous est impossible, dans cette étude d'énumérer toutes les conditions qui peuvent se produire. Nous considérerons seulement les divers facteurs qui ont sur la propagation et, par suite, sur l'augmentation de la portée, des effets déterminants.

LES PHENOMENES de REFLEXION

En règle générale, le phénomène de réflexion dans les gammes des V.H.F. et des U.H.F. se produit de manière analogue à celui qui se manifeste dans les gammes de fréquences inférieures. Lorsque les ondes électromagnétiques de n'importe quelle fréquence, rencontrent un obstacle caractérisé par une conductivité ou une constante diélectrique différentes de celles du milieu qu'elles traversent, une partie de leur énergie est réfléchie.

Le degré de réflexion dépend de la conductivité et de la constante diélectrique du milieu, ainsi que de ses dimensions physiques par rapport à la longueur d'onde. La réflexion d'une onde hertzienne de fréquence donnée, est d'autant plus importante que la conductivité et la constante diélectrique de l'objet réfléchissant sont plus élevées. Nous devons ajouter à cela que les obstacles de dimensions considérables, constitués d'un matériau déterminé, réfléchissent mieux les ondes que ceux de dimensions réduites. Par exemple, les objets dont les dimensions mesurent la moitié de la longueur d'onde ou un multiple exact de cette longueur, situés dans le plan de polarisation du rayonnement, réfléchissent beaucoup mieux que ceux ayant des dimensions différentes. Les obstacles dont les dimensions sont inférieures à un cinquième de la longueur d'onde se comportent, au contraire, de manière à disperser les radiations sous un angle assez grand, au lieu de les réfléchir dans une direction donnée. A ce propos, nous précisons que par « dimensions » nous entendons indifféremment une dimension quelconque de l'objet, comme par exemple la largeur, la hauteur ou la profondeur.

Réflexion de la part du sol.

Un des effets des plus importants est celui produit par les ondes réfléchies par le sol après avoir été rayonnées par l'antenne émettrice. La **figure 5** représente le parcours suivi par l'énergie à haute fréquence directe et par celle réfléchie, entre la distance existant entre deux antennes relativement proches d'une surface réfléchissante plane.

En observant cette figure, on peut noter que le point marqué R est le seul, sur toute la surface, où l'énergie rayonnée par l'antenne A peut, à la suite de la réflexion, atteindre l'antenne B. Les ondes réfléchies par les points M et N ne passent pas, en effet, au point B, c'est pourquoi elles n'induisent aucun signal dans l'antenne placée en ce point.

Toutefois, si l'on installe l'antenne B en un autre point quiconque au-dessus du sol, il existera toujours un point — sur ce dernier — sur lequel les ondes peuvent être réfléchies dans une direction telle qu'elles peuvent l'atteindre.

Les relations de phase qui existent entre les ondes directes, qui se propagent le long du parcours aérien A-B, et celles réfléchies le long du parcours A-R-B dépendent de la différence entre les longueurs des deux parcours, du type de polarisation et du déphasage qui se produit au point de réflexion.

La différence entre les longueurs des deux parcours varie avec la position relative des antennes par rapport au sol; de manière analogue, le déphasage qui se produit au point de réflexion varie, lui aussi, avec l'angle d'incidence et avec la variation de la conductivité et de la constante diélectrique de la surface réfléchissante.

L'effet général qui résulte de la combinaison de l'énergie directe et de celle réfléchie se traduit par un diagramme à lobes, dans lesquels les ondes tendent à se renforcer mutuellement (en s'additionnant) ou à s'affaiblir (en se soustrayant), réparti sur la région entière qui se trouve au-dessus de la surface réfléchissante.

La **figure 6** représente la coupe transversale de ce diagramme à lobes; les lignes pointillées passent par

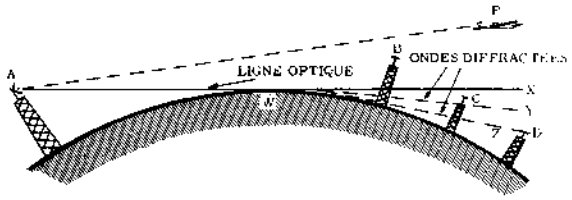


Fig. 8 - A cause de la courbure de la surface de la terre, la réception n'est possible que si les deux antennes (émettrice et réceptrice), sont sur la même ligne optique. Dans le cas illustré, l'avion P capte des ondes directes, ainsi que l'antenne B. Les antennes C et D, toutefois, bien qu'elles ne se trouvent pas à une hauteur suffisante par rapport au niveau de la ligne optique (X), captent des signaux par diffraction.

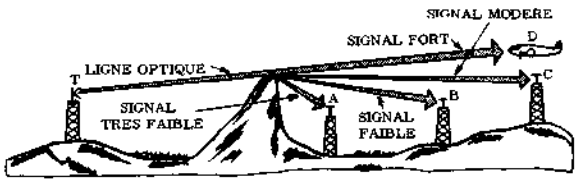


Fig. 9 - La présence d'un obstacle (comme par exemple une montagne) le long de la direction de propagation, est souvent la cause de zones d'ombre et de plusieurs phénomènes de diffraction. Dans le cas représenté, l'avion D capte les ondes directement, tandis que les antennes C, B et A captent des signaux de plus en plus faibles, à cause de l'angle de diffraction toujours élevé.

les points où l'intensité du champ rayonné est maximale et minimale. La forme de la terre modifie à peine l'allure du diagramme, parce que le rayon de la terre est beaucoup plus grand que la distance considérée. Malgré cela, les effets des irrégularités du sol sont assez importants, étant donné que les variations des dimensions (de la hauteur, de la profondeur, etc.) peuvent facilement être de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde du rayonnement en question. En conséquence, la structure à lobes des points d'intensité maximum et minimum des signaux est plutôt irrégulière.

Les différences d'amplitude qui subsistent entre les points d'intensité maximale et minimale du champ sont beaucoup plus petites que celles que l'on obtiendrait sur une surface parfaitement régulière et lisse. Une grande partie des effets du diagramme à lobes se traduit par des variations considérables de l'intensité du signal reçu.

Les effets de la réflexion sur des objets ayant une bonne conductivité sont importants; de plus, du moment que la majeure partie des ouvrages construits par l'homme (nous nous référons aux bâtiments), contiennent un pourcentage assez fort de structures métalliques, les phénomènes de réflexion qui en résultent sont fréquemment la cause d'inconvénients ennuyeux. Lorsque les ondes que l'on désire recevoir parcourent des directions de longueur différente, pour converger ensuite sur une antenne réceptrice unique, on a souvent des interférences gênantes, qui entraînent la réception simultanée de deux signaux identiques, avec un déphasage qui, bien que faible, compromet l'intelligibilité de l'audition, surtout si les deux signaux possèdent approximativement la même amplitude à l'arrivée. Nous examinerons ce cas avec plus de détails dans l'étude de la réception de la télévision (la télévision utilise justement les gammes V.H.F. et U.H.F.), qui fait l'objet d'un Cours spécial.

Les conséquences de ce phénomène sur la réception de simples émissions radiophoniques, dans lesquelles la modulation est constituée seulement par des signaux à fréquence acoustique, sont aussi indésirables. Si le signal qui interfère possède une intensité suffisante, on a, répétons-le, une réception accompagnée de distorsion et souvent inintelligible, quand l'intervalle de temps entre deux impulsions sonores identiques est supérieur à un centième de seconde.

Les interférences multiples occasionnées par l'énergie d'un signal réfléchi deviennent particulièrement sérieuses dans les zones où de grosses constructions métalliques sont présentes.

Elles peuvent, de plus, se produire dans des zones montagneuses, surtout si l'antenne émettrice est placée sur un pic tandis que celle de réception n'est pas placée à un endroit tel qu'elle puisse recevoir un bon signal.

Les réflexions des ondes électromagnétiques dues aux variations brusques de la constante diélectrique de l'atmosphère peuvent se produire au voisinage des masses d'air ayant des caractéristiques physiques différentes, ou bien à cause de la présence de zones fortement ionisées de l'aurore boréale et de la couche « E » de l'ionosphère.

Les réflexions de ce type peuvent quelquefois restituer sur la terre l'énergie des signaux qui, normalement, serait destinée à se disperser dans l'espace, en la réfléchissant en des points de la surface terrestre à une distance considérable de l'antenne d'émission, quelquefois de l'ordre de plusieurs milliers de kilomètres.

De toute façon, cela se produit de façon sporadique et sans aucun calcul prédéterminé, étant donné que la présence de telles variations dans les caractéristiques de l'ionosphère est absolument imprévisible.

Toutefois, ce dernier effet diminue avec l'accroissement de la fréquence et, pour des fréquences dépassant 300 MHz, on peut le négliger. Mais on a pu constater quelques cas où, par exemple, une station d'émission américaine à modulation de fréquence, travaillant sur des fréquences de l'ordre de 100 MHz, a été captée en Australie.

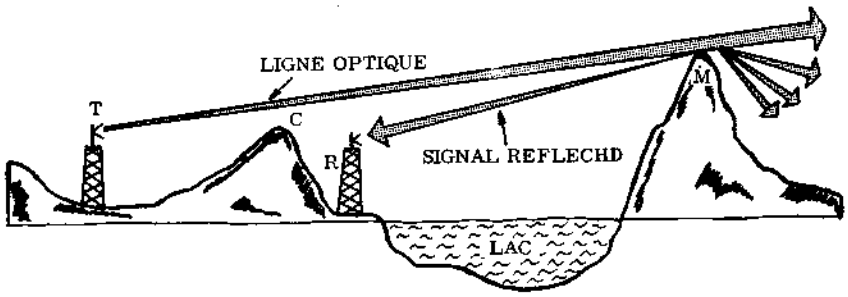


Fig. 10 - Dans les communications au moyen de fréquences très élevées, une antenne réceptrice peut souvent capter les signaux émis par une antenne directive orientée dans la même direction. Cela se passe lorsqu'il existe un obstacle qui réfléchit les ondes dans la direction d'où elles proviennent. Remarquons la diffraction après l'obstacle.

LES PHENOMENES de REFRACTION

La diffraction est le phénomène par lequel les ondes entourent un obstacle qui se présente le long de la direction de leur déplacement. Quelques types de matériaux opposent une certaine impédance au passage des ondes, qui se traduit par une certaine atténuation, ou par une dispersion de l'onde elle-même dans d'autres directions.

De façon plus précise, la diffraction est la pénétration de l'onde dans l'ombre géométrique d'un écran. Parfois, la diffraction fait en sorte qu'une partie de l'onde effleure à peine le bord de la zone d'ombre qui se trouve derrière l'obstacle. La **figure 7** représente en A et en B les effets de diffraction produits par un même type d'obstacle sur deux ondes de fréquence différente.

Nous avons, en son temps, examiné les effets de diffraction en général. A l'égard des V.H.F. et U.H.F., l'obstacle principal qui doit être considéré est le globe terrestre lui-même, en prêtant une attention toute particulière aux irrégularités existant sur sa surface. La **figure 8** représente l'effet de la courbure de la surface terrestre.

L'antenne émettrice est placé sur une tour au point A et la ligne d'horizon optique est déterminée par les points A-W-X.

Les seules antennes réceptrices, existant au delà du point W, qui peuvent recevoir l'énergie à haute fréquence non diffractée, sont celles situées à une hauteur suffisante du sol, afin qu'elles puissent se trouver au-dessus de la ligne de portée optique, comme par exemple l'antenne B, ou bien l'avion indiqué par la lettre P.

Cependant, la partie de l'onde rayonnée, qui effleure le sol au point W est diffractée vers le bas, comme l'indique les lignes pointillées W-C et W-Z. Plus la longueur d'onde est grande, plus la diffraction l'est aussi.

Par conséquent, l'énergie propagée le long de la ligne A - W -Z résulte d'un rayonnement effectué au moyen d'une longueur d'onde plus grande utilisée pour le rayonnement le long de la ligne A-W-Y.

Cette légère flexion, presque parallèle au sol ou aux irrégularités topographiques de ce dernier, constitue probablement l'effet le plus important que la diffraction exerce sur la gamme de fréquences qui nous intéresse. En somme, l'effet de la diffraction consiste à augmenter la distance utile à laquelle les signaux peuvent être propagés avec succès entre des antennes installées à des hauteurs différentes.

Plusieurs types d'obstacles, existant sur la surface de la terre, sont assez grands par rapport à la longueur d'onde comprise entre 10 mètres (30 MHz) et 30 centimètres (1 000 MHz), pour produire des zones d'ombre définies.

La **figure 9** représente justement la présence de zones d'ombre qui se produisent dans les régions où des montagnes considérables existent.

En règle générale, plus la crête de l'obstacle est pointue, plus le phénomène de diffraction est efficace. Lorsqu'on travaille avec des fréquences élevées, l'effet de diffraction provoqué par ce type d'obstacles doit être pris en considération dans le choix de l'endroit où l'on désire installer la station émettrice.

La configuration naturelle de la surface terrestre varie considérablement, répétons-le, selon la localité; il n'est donc possible d'énoncer que peu de règles générales concernant le choix du point d'installation d'émetteurs fonctionnant dans les gammes V.H.F. et U.H.F. Ces règles mêmes doivent être considérées avec une certaine attention et vérifiées expérimentalement. Les voici:

— Afin d'obtenir effectivement la portée maximum utile, il est nécessaire d'installer l'antenne émettrice le plus haut possible et loin des obstacles (bâtiments, montagnes, etc.) existant dans son voisinage. Cela est important, en particulier pour atteindre les zones qui se trouvent au-dessous du niveau moyen, par exemple, les vallées, les plaines basses, etc.

— Si un obstacle quelconque empêche l'observation directe de la ligne d'horizon, il est nécessaire d'installer l'antenne réceptrice à une certaine distance du dit obstacle; autrement dit, elle doit se trouver dans une

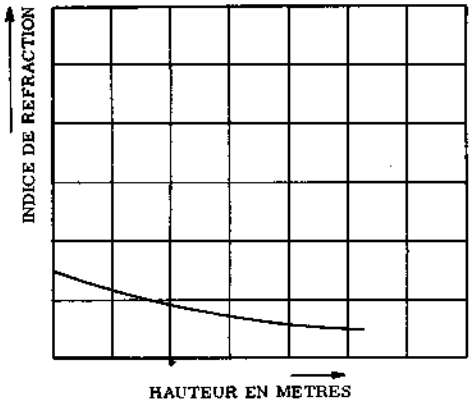


Fig. 11 - Dans les conditions normales de pression, de température et d'ionisation, l'indice de réfraction diminue légèrement et régulièrement avec l'accroissement de la hauteur par rapport au sol.

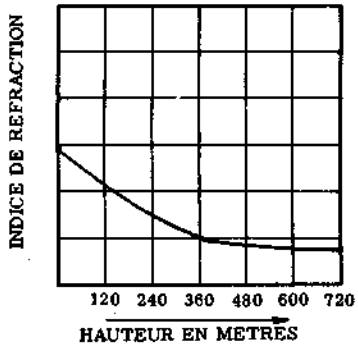


Fig. 12-A - La variation de l'indice de réfraction est beaucoup plus rapide au-dessous de 360 mètres environ; dans ce cas, on a « une couche superficielle » qui augmente la portée de l'émetteur.

position telle qu'une ligne droite hypothétique puisse la réunir à l'antenne émettrice sans subir de déviations ni d'interruptions.

Dans la figure 9, l'antenne réceptrice existant au point B recevra logiquement un signal plus intense de l'émetteur T que ne le peut une antenne identique placée au point A, bien que les deux se trouvent à une hauteur presque égale.

S'il se présente un cas où il est impossible de placer l'antenne réceptrice en un point favorable comme par exemple B ou C, il est avantageux d'adopter une antenne réceptrice directionnelle orientée vers un objet réfléchissant qui soit capable de recevoir un signal assez fort. Ce cas est représenté par la **figure 10**.

LES PHENOMENES de DIFFRACTION

Lorsqu'une onde traverse la surface de séparation entre deux milieux de propagation ayant une constante diélectrique différente, la direction de propagation s'incurve, à moins que l'angle d'incidence ne soit exactement de 90°.

C'est le phénomène de réfraction. L'angle d'incidence formé par l'onde et la normale au plan de la surface de séparation et la différence de constante diélectrique des deux milieux, déterminent la valeur de la réfraction de l'onde de propagation.

De plus, nous avons vu en son temps, que l'indice de réfraction d'un milieu quelconque peut être défini comme le rapport entre la vitesse de la lumière dans ce milieu et la vitesse de la lumière dans le vide. La constante diélectrique du milieu de propagation exerce une influence directe sur le phénomène de réfraction.

En ce qui concerne les effets de la réfraction de l'atmosphère sur les ondes radioélectriques de fréquence comprise entre 30 et 1 000 MHz, la connaissance des conditions qui existent à quelques centaines de mètres au-dessus du sol, prend une certaine importance.

On le sait, l'air est compressible et la pression atmosphérique fait en sorte que la densité de l'air augmente progressivement au voisinage du sol. Outre cela, l'air au voisinage du sol contient une quantité de vapeur d'eau plus grande que celle contenue dans les couches d'air se trouvant à une certaine hauteur, à cause des phénomènes d'évaporation de la part du sol, des nappes d'eau, etc.

Ces deux phénomènes occasionnent un accroissement de la constante diélectrique au voisinage de la terre et une diminution progressive de celle-ci avec l'altitude. Il en résulte que l'indice de réfraction est, lui, aussi maximal en voisinage du sol et, logiquement, diminue au fur et à mesure que l'on monte.

La variation de l'indice de réfraction n'est pas considérable; elle est cependant suffisante pour que les ondes hertziennes qui se propagent horizontalement puissent s'incurver légèrement vers le bas.

La valeur de cette réfraction est proportionnelle à la variation de l'indice de réfraction en fonction de l'altitude.

Cet effet, cela est évident, s'additionne à celui de la déviation par diffraction normale et, par suite, accroît la portée des transmissions au delà de l'horizon optique. La **figure 11** représente l'allure d'une onde considérée à la hauteur à laquelle est placée l'antenne d'émission.

La courbe en question est celle dûe aux couches basses de l'atmosphère, qu'en cette dernière se trouve dans les conditions normales.

Malheureusement, les dites conditions normales n'existent que quelques heures par jour et sans aucune régularité. En effet, les variations de l'indice de réfraction en fonction de la hauteur dépendent essentiellement des conditions atmosphériques locales et de la température. En particulier, les variations, en fonction de la hauteur, de la pression, de l'humidité et de la température, ont beaucoup d'importance.

Exception faite de quelques cas rares, la prédétermination de ces conditions et de leur effet sur l'indice de réfraction est toujours très difficile et, souvent, impossible.

Indice de réfraction et conditions atmosphériques.

La **figure 12** illustre la rapidité de variation de l'indice de réfraction en fonction de la hauteur, dans trois cas typiques de conditions atmosphériques. Nous avons vu,

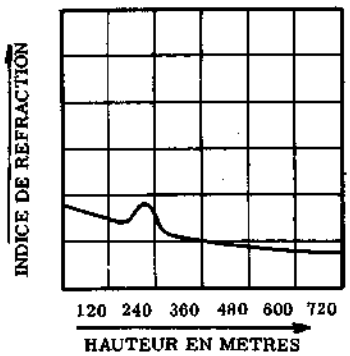


Fig. 12-B - Dans certaines conditions, la variation de l'indice de réfraction est plus brusque pour des hauteurs comprises entre 150 et 250 mètres environ. Si une antenne réceptrice se trouve à une hauteur convenable, elle peut capter à une distance encore plus grande.

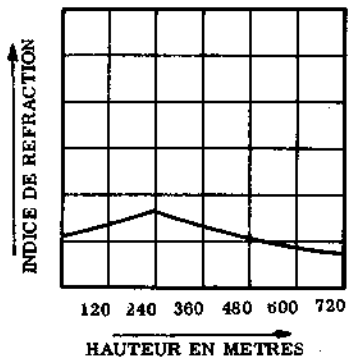


Fig. 12-C - Dans d'autres cas, on a des résultats opposés: l'indice augmente jusqu'à une hauteur donnée, après quoi il diminue progressivement. Ceci est dû à une couche réfringente qui possède des effets particuliers.

par la figure 11, les conditions existant normalement. Dans ce cas, l'onde émise horizontalement est déviée vers le bas, en s'incurvant à la surface de la terre. Voilà les conditions standards, dont nous venons de parler.

En **A**, la variation de l'indice de réfraction est beaucoup plus forte au dessous de 360 mètres de hauteur, ce qui détermine la présence d'une couche appelée « couche superficielle ». Lors de la production de cette dernière, les ondes de fréquence appropriée, rayonnées horizontalement par une antenne placée à l'intérieur ou légèrement au-dessous de la couche superficielle, sont réfractées vers le bas plus fortement que dans le cas précédent.

Il est donc possible de recevoir le signal en des points du sol situés bien en dehors de la portée normale de l'émetteur.

Lorsque cet effet est très fort, on l'appelle « effet piège », parce que les ondes restent en partie emprisonnées dans la couche où les conditions de réfraction anormales se produisent.

On peut dire que cette couche agit, dans ce cas, comme un guide d'onde dans lequel les ondes se propagent.

Le cas **B** est similaire à celui que nous venons de traiter, si l'on fait exception du fait que la couche piège se forme à une hauteur supérieure. Précisément, la rapidité de variation de l'indice de réfraction est similaire à la variation normale jusqu'à une hauteur d'environ 150 mètres; puis, elle augmente d'une façon bien nette, pour reprendre ensuite les conditions normales à environ 250 mètres de hauteur.

Dans ces conditions, les ondes rayonnées horizontalement par des antennes placées au-dessous de la couche piège, sont partiellement emprisonnées par cette dernière.

Une antenne réceptrice, placée bien au-delà de la zone normale de propagation, peut arriver à capter un signal d'intensité suffisante, si elle se trouve à une hauteur comprise entre la limite supérieure et la limite inférieure de la couche. Même les antennes placées au-dessus ou au-dessous de la couche reçoivent un certain signal qui, cependant, est bien faible.

La figure **12-C** représente des conditions complètement opposées à celles qui se produisent dans le cas de la couche superficielle. D'après l'allure de la courbe il s'ensuit que, jusqu'à une certaine hauteur, l'indice de réfraction s'accroît d'une façon presque constante. Ensuite, il diminue presque toujours uniformément, jusqu'à atteindre les conditions normales. Tout cela a pour conséquence la détermination de la couche réfringente à une certaine hauteur par rapport au sol; cette couche a un effet caractéristique sur la propagation des ondes radioélectriques.

Etant donné que l'effet d'emprisonnement des couches superficielles se manifeste de façon considérable exclusivement dans le domaine des VHF et des UHF, cela nous incita à le traiter dans cette leçon. Pour les fréquences inférieures ou supérieures, cet effet n'est pas assez important pour permettre son exploitation pratique dans le domaine des radiocommunications. Le tableau ci-après indique la relation entre l'épaisseur de la couche piège et la fréquence maximale de l'onde qui peut être emprisonnée, pourvu que la couche ait des caractéristiques propres à déterminer une réfraction insuffisante.

Epaisseur des couches	Fréquence
25 mètres	3 000 MHz
36 mètres	1 000 MHz
120 mètres	300 MHz
180 mètres	100 MHz
600 mètres	30 MHz

Des couches piège très hautes qui se produisent seulement dans des circonstances exceptionnelles, seraient nécessaires pour des fréquences inférieures à 30 MHz; par conséquent, on ne peut pas faire cas de ce genre de propagation.

Les couches piège accroissent la portée des émissions VHF et UHF, surtout dans le cas où tant l'antenne d'émission que celle de réception se trouvent à l'intérieur de la couche. Dans le cas où les antennes sont placées un peu au-dessus de la couche, on a aussi de bons résultats.

Leçon n° 143

ANTENNES POUR ONDES TRES COURTES et ULTRACOURTES

Nous nous sommes occupés de la propagation des ondes de fréquence comprise entre 30 et 1 000 MHz et nous avons signalé les différences entre le comportement de ces ondes et celles de fréquence inférieure: nous examinerons maintenant comment ce comportement doit être considéré dans le choix du type d'antenne à utiliser avec un équipement fonctionnant justement dans la gamme en question.

Tout d'abord nous pouvons faire la distinction entre les antennes **omnidirectionnelles** et les antennes **directionnelles**. Les premières, comme leur nom l'indique, rayonnent dans toutes les directions (dans la mesure où les caractéristiques du milieu où elles sont placées le permettent) tandis que les secondes concentrent la puissance de l'émetteur dans une direction unique, au moyen de l'émission d'**un faisceau d'ondes**, lancé directement vers l'antenne réceptrice, ou bien, si cela est nécessaire, vers un obstacle qui réfléchit les ondes elles-mêmes dans la direction désirée.

Le phénomène de réflexion, nous le verrons, est exploité avantageusement dans les antennes directionnelles. En effet, au voisinage de l'élément actif (rayonnant), on installe, suivant des principes déterminés que nous apprendrons, des éléments **parasites**. Ces derniers ont, par rapport à l'antenne proprement dite, des dimensions telles que l'énergie réfléchie par eux est en phase avec l'énergie directe, de façon à s'ajouter à elle.

En pratique, les antennes adoptées dans les gammes de fréquences en question, tant pour l'émission que pour la réception, sont basées sur les mêmes principes que ceux décrits dans la leçon 125 à propos des signaux de fréquence plus basse. Les différences résident, d'une part dans les dimensions qui, étant donné le fonctionnement sur des longueurs d'onde très réduites, sont plus petites et, d'autre part dans la technique d'emploi, à cause des caractéristiques différentes de propagation et, surtout, à l'exploitation des caractéristiques directionnelles.

Nous l'avons vu, le rôle d'une antenne d'émission consiste à convertir la majeure partie de l'énergie reçue de l'émetteur en énergie rayonnée sous forme d'ondes électromagnétiques et celui de l'antenne de réception, à capter la majeure partie de l'onde qui l'atteint, afin de pouvoir fournir au récepteur auquel elle est reliée, un signal ayant la plus grande amplitude possible.

TYPES D'ANTENNES

Afin de pouvoir augmenter la puissance d'une antenne, on fait appel à la combinaison de plusieurs éléments, lesquels forment ainsi un alignement d'antennes.

Les combinaisons, dans ce domaine, sont nombreuses; on a en effet des dipôles simples, des dipôles à éléments parasites, ou réflecteurs, des antennes paraboliques, etc., et leur emploi dépend, répétons-le, des services que l'on désire en obtenir.

On sait qu'une antenne est réversible, c'est-à-dire qu'elle peut être utilisée, indifféremment, soit à l'émission, soit à la réception. Dans le cas de l'émission, les champs rayonnés déterminent des effets secondaires dans les éléments ajoutés. Ces effets affectent le fonctionnement de l'antenne toute entière, en modifiant, selon sa structure, ses dimensions et son mode de liaison à l'émetteur, l'intensité de rayonnement aussi bien que la directivité.

Dans le cas de la réception, les effets secondaires se produisent également dans les éléments ajoutés, avec la seule différence que — au lieu d'être dus au champ émis directement par l'élément actif — ils sont dus à l'énergie captée de l'espace, et provenant de l'émetteur dont les signaux sont reçus. En d'autres termes si une antenne possède des dimensions telles qu'elle puisse fonctionner sur la fréquence de 300 MHz par exemple, une telle antenne peut être utilisée soit pour émettre des signaux sur cette fréquence, soit pour en recevoir.

Dans le cas des antennes directives, l'effet de directivité, dû à la présence d'éléments parasites convenablement disposés, se produit, lui aussi, soit à l'émission, soit à la réception.

En effet une antenne destinée à rayonner des signaux d'une fréquence donnée, dans une direction déterminée, est aussi apte à recevoir des signaux de même fréquence, provenant de la même direction et uniquement de cette direction.

Si l'on considère qu'un élément rayonnant, relié à la sortie d'un émetteur, induit des courants en phase qui provoquent, eux aussi, un certain rayonnement, celui-ci, tout en conservant les relations de phase des courants originaux, altère les caractéristiques de rayonnement.

On saisit que les tensions qui sont induites, dans l'élément principal comme dans les éléments para-

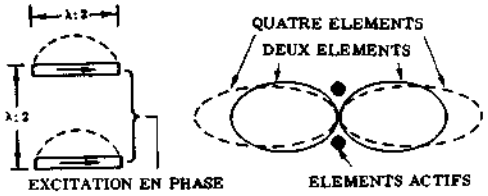


Fig. 1 - Représentation d'une antenne à rayonnement transversal. Les deux éléments, de longueur égale à λ/2 et séparés par une distance égale à leur longueur elle-même, sont excités en phase. A côté on peut voir la variation du diagramme de rayonnement avec l'emploi de 2 ou 4 éléments.

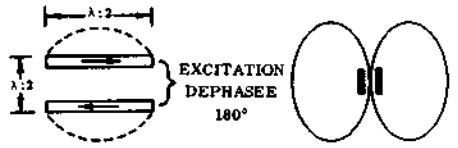


Fig. 2-A - Antenne à rayonnement longitudinal et diagramme relatif de rayonnement. La distance entre les éléments est égale à λ/2 et le déphasage est de 180°.

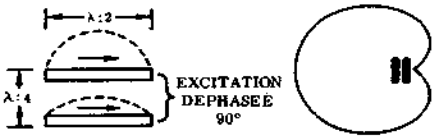


Fig. 2-B Si l'on réduit la distance à λ/4 et le déphasage à 90°, le diagramme de rayonnement devient unidirectionnel, comme l'indique le dessin de droite.

sites, par les ondes électromagnétiques, aient entre elles des relations de phase déterminées par les dimensions et par la position réciproque des éléments eux-mêmes.

La seule différence existant entre le cas de l'émission et celui de la réception, à ce point de vue, réside dans le fait que pendant l'émission, les caractéristiques de fonctionnement se révélent dans l'intensité du signal rayonné et dans la direction du rayonnement.

Par contre pendant la réception, elles se révélent dans l'intensité du signal reçu et dans l'orientation que l'antenne doit avoir par rapport à l'émetteur, afin que la réception soit possible.

Les différents éléments qui constituent l'antenne (actifs ou parasites) peuvent tous être en liaison directe avec la ligne de transmission, ou bien peuvent l'être en partie.

Lorsque l'antenne est formée d'éléments reliés ensemble, on peut distiguer, selon la position, la direction, etc, des éléments, trois types d'antenne: l'antenne à rayonnement transversal, celle à rayonnement longitudinal et celle à rayonnement colinéaire.

Antenne à rayonnement transversal.

Lorsque deux éléments parallèles entre eux et excités en phase ayant une longueur égale à la demi-longueur d'onde, sont séparés par une distance **égale à leur longueur** (λ/2), la partie la plus importante du rayonnement se manifeste dans une direction perpendiculaire au plan déterminé par les mêmes éléments.

La **figure 1** représente la structure et le diagramme de rayonnement d'une antenne de ce type.

En observant cette figure, on peut noter que le diagramme de rayonnement est indiqué par un trait continu; celui en pointillé représente l'accroissement de directivité qu'on obtient en augmentant le nombre des éléments.

Antenne à rayonnement longitudinal.

Lorsque deux éléments rayonnants sont séparés entre eux par une distance de quelques **fractions de longueur d'onde** (par exemple 0,2 λ), et sont excités l'un par rapport à l'autre avec un déphasage égal à la même fraction d'un cycle (c'est-à-dire 0,2 de 360°, à savoir: 7° 2), le rayonnement est directionnel par rapport au plan de l'antenne elle-même et perpendiculaire au plan déterminé par les éléments.

En particulier, il est directionnel par rapport à l'extrémité dans laquelle le courant subit le retard maximum.

Si la distance entre les éléments est égale à la moitié de la longueur d'onde, dans ce cas, évidemment, l'excitation se produit en opposition de phase, c'est-à-dire avec un déphasage de 180°. Cela détermine le diagramme de rayonnement bidirectionnel illustré par la **figure 2-A**.

Cependant, il est possible d'obtenir un diagramme de rayonnement unidirectionnel, du type cardioïde (figure 2-**B**), en portant la distance entre les éléments à un quart de longueur d'onde et en réduisant, au moyen de la ligne de transmission, le déphasage à une valeur de 90°.

Antenne à rayonnement colinéaire.

On a une antenne du type colinéaire, lorsqu'elle est constituée par deux éléments de longueur **égale à la demi longueur d'onde**, placés l'un à côté de l'autre, longitudinalement et excités en phase.

Dans l'alignement colinéaire aucune directivité ne se produit dans le plan perpendiculaire à l'antenne, mais on a un diagramme étroit et allongé dans un plan quelconque passant par l'antenne, comme l'indique la **figure 3**.

Nous ajoutons que, comme cela se passe avec un autre type quelconque, en augmentant le nombre des éléments demi-onde, on augmente simultanément et proportionnellement la directivité du diagramme de rayonnement.

Les éléments parasites

Une antenne munie d'éléments parasites se compose de deux ou plusieurs éléments, dont un seul d'entre

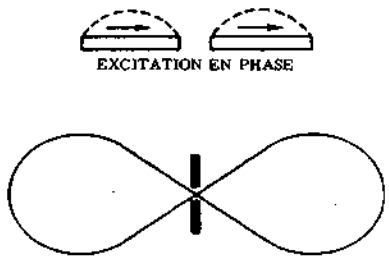


Fig. 3 - Dans l'antenne colinéaire, les deux sections du dipôle sont excitées en phase. Le diagramme de rayonnement est dans ce cas bidirectionnel.

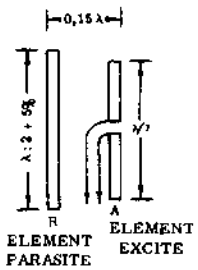


Fig. 4-A - Représentation d'un dipôle avec élément réflecteur (plus long de 5% que le radiateur).

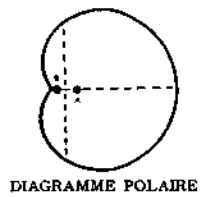


Fig. 4-B - Diagramme de rayonnement d'une antenne du type de figure 4-A. L'antenne A est directive dans la direction opposée au réflecteur (R).

eux est relié à la ligne de transmission. L'autre élément (ou les autres, s'ils sont plusieurs), est excité soit par induction des ondes électromagnétiques captées (à la réception), soit par le champ rayonné par l'élément actif (à l'émission).

En pratique, le fonctionnement est analogue à celui qui se produit dans un transformateur courant, dans lequel un enroulement (primaire), induit un courant dans l'autre enroulement (secondaire), ce courant produisant, à son tour, un champ d'induction magnétique qui induit un autre courant dans le primaire.

La relation de phase existant entre les signaux induits dans les différents éléments varie selon la distance qui existe entre eux. Cette distance, normalement, correspond à une fraction appréciable de la longueur d'onde.

Dans une antenne à éléments parasites, comme l'indique la **figure 4-A**, l'élément excité marqué A, et appelé radiateur, est interrompu au centre pour permettre le branchement d'un ligne d'alimentation à basse impédance. La longueur de cet élément est égale à une demi-longueur d'onde.

L'élément parasite appelé **réflecteur**, se trouve à une distance du premier égale à 15% de la longueur d'onde et possède une **longueur supérieure** de 5% environ. La figure 4-**B** donne le diagramme de rayonnement et la figure 4-**C** donne une représentation vectorielle des relations de phase existant entre les courants et tensions. Le vecteur i_d qui représente le courant circulant dans le radiateur, est en phase avec le champ d'induction. La partie de ce champ qui coupe l'élément parasite est en retard par rapport au champ engendré par l'élément actif, de 0,15 cycles, (ce qui correspond au temps employé pour vaincre la distance existant entre les éléments).

Ce retard équivaut à 54° (360 × 0,15 = 54°). La tension induite par le champ d'induction magnétique est déphasée de 90° par rapport au champ lui-même et elle est représentée par le vecteur E_p.

Si l'élément parasite se trouvait en résonance, le courant qui le traverse serait en phase avec E_p; mais, nous l'avons déjà dit, le réflecteur possède une longueur supérieure à celle nécessaire pour obtenir la résonance sur la demi-longueur d'onde. Or, une antenne longue présente une caractéristique inductive et le courant qui la traverse se trouve en retard par rapport à la tension. Dans notre exemple, ce retard est de 36°, la longueur du réflecteur étant supérieure de 5% à celle du radiateur.

Le champ rayonné est de plus en phase avec ce courant. En résumé, le champ engendré au moment où pour ainsi dire, il se sépare de l'élément parasite est en opposition de phase (c'est-à-dire déphasé de 180°) par rapport à celui émis, au même instant, par le radiateur.

Si le diagramme polaire de deux éléments séparés de 0,15 fois la longueur d'onde et excités en opposition de phase, est représenté graphiquement, on obtient précisément la courbe représentée par la figure 4-B. Cela démontre que la majeure partie du rayonnement se manifeste d'un seul côté de l'élément excité directement; ce côté est opposé à celui qui se trouve en face de l'élément parasite. Evidemment, le rayonnement du côté de l'élément réflecteur est minimum.

Un autre détail important est que le champ qui passe à travers le réflecteur coupe l'antenne (radiateur) et induit dans celle-ci une tension qui modifie le courant d'entrée.

L'impédance d'entrée qui est fonction du courant mentionné, monte donc à 50 ohms environ, en comparaison avec les 75 ohms de l'antenne seule.

Un élément parasite remplit les fonctions d'élément **directeur**, lorsqu'il possède une **longueur inférieure** à celle de l'élément actif (**figure 5-A**). Dans ce cas, la majeure partie de l'énergie est fournie par l'élément actif en direction de l'élément parasite. Afin de comprendre ce qui se passe observons attentivement le diagramme de rayonnement représenté par la figure 5-**B**.

En règle générale, l'élément directeur possède une longueur inférieure de 5% environ et se trouve à une distance de l'élément actif égale à 0,1 fois environ la longueur d'onde. Quelquefois, dans ce type d'antenne,

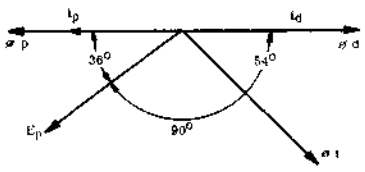


Fig. 4-C - Représentation vectorielle des relations de phase dans une antenne à éléments parasites du type de la figure 4-A. Le temps que le champ du radiateur met pour atteindre le réflecteur correspond à 0,15 cycle (ou 54°). Le champ de ce dernier (qui ne résonne pas parce qu'il est plus long), est en opposition de phase avec celui de l'élément actif. C'est pourquoi l'antenne est directive.

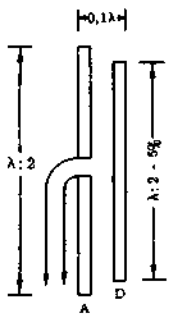


Fig. 5-A - Représentation d'un dipôle pourvu d'un élément parasite (directeur) plus court de 5%.

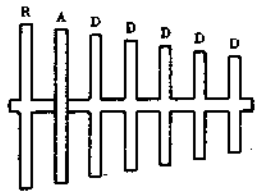


Fig. 6-A - Exemple d'une antenne « Yagi », pourvue d'un élément actif, A, d'un élément réflecteur, R, (plus long) et de cinq éléments directeurs (D) progressivement plus courts.

Fig. 5-B - Diagramme de rayonnement de l'antenne du type de la figure 5-A.

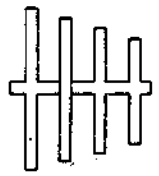


Fig. 6-B - Antenne « Yagi » avec un réflecteur et deux directeurs. Par rapport au type représenté par la figure 6-A, le diagramme de rayonnement est beaucoup moins directionnel.

l'impédance de l'élément actif se réduit à la valeur de 20 ohms.

Pour augmenter ultérieurement soit la directivité, soit le gain, il est possible d'ajouter à une antenne excitée plusieurs éléments parasites. Le gain théorique d'une antenne directionnelle, constituée par un élément actif et par un certain nombre d'éléments parasites, est le suivant:

Nombre des éléments	Gain
2	2,5 (4,0 dB)
3	3,6 (5,6 dB)
4	5,0 (7,0 dB)
5	6,4 (8,1 dB)

Voir à ce propos, ce que nous avons dit à la leçon n° 125 (page 998).

Observons l'antenne à éléments parasites appelée « Yagi », représentée par la **figure 6-A**. Dans ce cas, l'élément actif est isolé tandis que le réflecteur et tous les éléments directeurs sont soudés à un tube parallèle à la direction de propagation. L'amplitude du faisceau d'ondes est d'environ 19°. L'antenne « Yagi » à 4 éléments représentée par la figure 6-**B**, ayant des caractéristiques mécaniques analogues à celles du type représenté par la figure 6-A, possède une amplitude du faisceau d'environ 50°.

La méthode conventionnelle pour exprimer la directivité d'un système d'antenne repose soit sur le rapport existant entre la puissance obtenue dans le lobe principal et celle rayonnée par une simple antenne demi-onde (gain d'antenne), ou bien sur le rapport existant entre la puissance fournie dans la direction du lobe majeur et celle rayonnée dans la direction opposée (rapport entre le rayonnement antérieur et le rayonnement postérieur).

La direction du lobe principal est normalement appelée « **direction avant** » tandis que la direction opposée est dite « direction arrière ». En d'autres termes, il existe un rapport entre la puissance utile du champ antérieur et la puissance utile du champ postérieur.

Par exemple, le rapport **avant/arrière** de l'antenne représentée par la figure 4-B est à peu près de 5 : 1. En décibel, cela représente un gain approximatif de 7 dB. Le rapport entre la puissance antérieure et celle que l'on peut obtenir au moyen d'une simple antenne demi-onde s'élève à 5 décibels environ.

La **figure 7** représente l'effet de la variation de la distance existant entre les éléments, par rapport au gain en puissance d'une antenne, en comparaison de l'intensité du champ d'une antenne simple demi-onde.

La courbe indiquée par A représente le gain que l'on obtient quand on laisse une distance de plusieurs sous-multiples de longueur d'onde entre un élément directeur demi-onde et un élément actif demi-onde.

La courbe indiquée par B représente par contre le gain correspondant à une distance d'une demi-longueur d'onde entre le **réflecteur** et l'élément rayonnant demi-onde.

La courbe montre, dans le cas où l'on utilise un seul élément parasite, que la différence de résultat obtenue en l'employant comme directeur est minimum par rapport à son emploi comme réflecteur.

Lorsque l'élément parasite est dimensionné de façon à agir comme réflecteur, la distance par rapport à l'élément actif qui permet le gain le plus grand s'élève à peu près à 0,15 fois la longueur d'onde; il s'agit d'un gain important.

Utilisé comme élément directeur, il permet un gain encore plus important; toutefois, la différence par rapport au cas précédent ne dépasse pas 0,5 dB. Par conséquent, en tenant compte du gain obtenu, il n'existe aucun critère qui puisse déterminer de façon décisive le choix entre les deux types d'emploi d'un unique élément parasite. La courbe la plus ample donnée par l'élément réflecteur offre un avantage considérable, étant donné que la distance entre ce dernier et l'élément actif est moins critique.

Par conséquent, une petite erreur dans la distance entre l'élément rayonnant et le réflecteur provoquera une diminution du gain inférieure à celle qui résulte de la même erreur par rapport à l'élément utilisé comme directeur. C'est pour cette raison qu'il s'a-

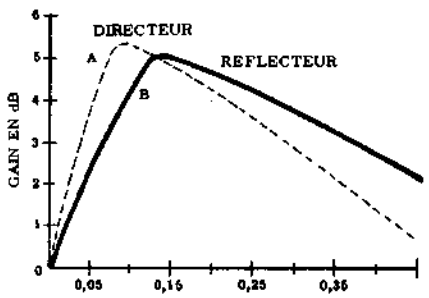


Fig. 7 -Représentation de la variation du gain relatif à une antenne à éléments parasites en fonction de la variation de la distance entre les éléments, exprimée en fraction de longueur d'onde (sur l'axe horizontal).

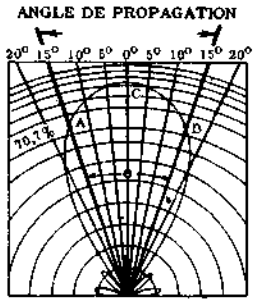


Fig. 8 - Représentation de l'angle de propagation (compris entre A et B) du faisceau d'ondes, sur le diagramme de rayonnement.

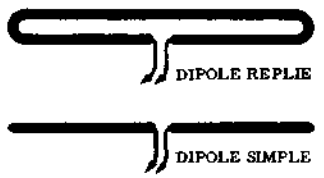


Fig. 9-A - Comparaison entre la structure d'un dipôle replié (en haut), et d'un dipôle simple (en bas). La longueur reste la même.

git, en général, d'un réflecteur lorsqu'on emploie un seul élément.

La comparaison entre les types d'antennes plus directives se fait en fonction de l'angle du faisceau d'ondes. Nous nous référons à l'angle compris entre les points où l'on a la moitié de la puissance, dans le lobe principal du diagramme de rayonnement.

Ces points sont ceux pour lesquels l'intensité du champ électrique (exprimé en volt par mètre) est égale à 0,707 fois celle que on obtient le long de l'axe du faisceau d'ondes. La **figure 8** représente l'angle du faisceau d'un diagramme de rayonnement. Dans cette figure, l'angle compris entre les points A et B, c'est-à-dire, représente l'angle en question.

En chacun de ces points, l'intensité du signal est égale à 0,707 fois la valeur que l'on obtient au point C. En A et en B, la puissance rayonnée est la moitié de celle qui existe en C.

Dans les antennes constituées de plusieurs éléments, l'impédance d'entrée descend jusqu'à 15 ohms. Des dispositifs spéciaux d'adaptation sont donc nécessaires pour permettre l'alimentation au moyen de lignes de transmission, dont l'impédance caractéristique possède une valeur plus élevée, (généralement 75, 150 et 300 Ω).

L'une des méthodes les plus usuelles d'adaptation est celle dite en « delta », (représentée à la page 977, figure 16), où les bornes de la ligne à connecter à l'antenne sont éloignées l'une de l'autre avant d'effectuer la connexion

La portion de la ligne ainsi modifiée en ce qui concerne la distance entre les conducteurs, présente une impédance caractéristique variable qui augmente avec la distance existant entre les conducteurs de la ligne.

L'impédance d'un élément rayonnant varie de 73 Ω au centre à environ 2 500 Ω aux extrémités. Il s'ensuit que l'impédance en un point quelconque intermédiaire peut être déterminée en fonction de la distance au centre.

Sur un élément donné, il est possible de localiser deux points entre lesquels la valeur de l'impédance est égale à celle de la ligne de transmission; la connexion est effectuée en ces points.

Une sencode méthode beaucoup plus répandue consiste à employer un dipôle replié du type représenté par la **figure 9-A**. Un dipôle replié se compose d'un conducteur ayant une longueur égale à la moitié de la première ($\lambda/2$). Pour mieux comprendre nous dirons qu'il se compose de deux éléments demi-onde, réunis entre eux par les extrémités.

Dans ce type d'antenne, la tension existant aux extrémités de chaque borne doit être la même. Pendant le fonctionnement, le champ rayonné par l'élément excité induit un courant déterminé dans l'autre; ce courant est exactement égal à celui présent dans le premier.

Un dipôle courant, dans lequel circule un courant donné I, détermine dans l'espace un champ ayant une certaine intensité. A cause de ce champ, on peut affirmer qu'une certaine densité de puissance existe dans chaque mètre carré des plans qu'on peut déterminer dans l'espace. Cette densité de puissance est produite par la puissance d'entrée P. La relation qui existe entre la résistance d'entrée, le courant et la puissance d'entrée, peut être exprimée au moyen de la formule suivante:

$$R = \frac{P}{I^2}$$

Dans le cas du dipôle replié on a le même courant I à l'entrée; toutefois, ce même courant circule dans les deux sections de l'antenne, c'est pour cela que l'intensité de champ dans l'espace est le double par rapport à celle d'un dipôle simple. C'est pour cette raison que la densité de puissance par mètre carré est le quadruple de la valeur précédemment considérée tandis que le courant qui circule dans l'entrée reste **invariable**. Par contre, la puissance d'entrée doit être 4 fois plus grande.

Dans ce cas, afin que l'expression que nous venons

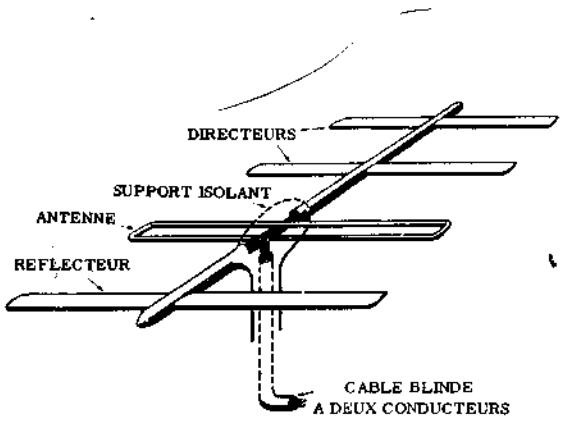


Fig. 9-B - Exemple d'antenne « Yagi » à dipôle replié comme élément actif, (radiateur) munie d'un élément réflecteur et de deux éléments directeurs. La descente consiste dans un câble blindé à deux conducteurs.

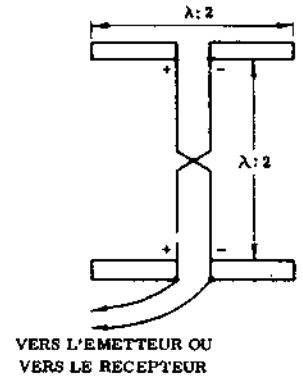


Fig. 10 - Liaison en opposition de phase entre deux éléments, à travers une ligne de transmission inversée.

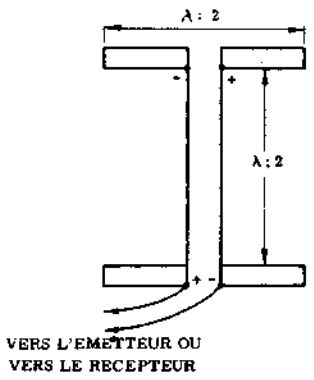


Fig. 11 - Liaison en phase entre les éléments au moyen d'un segment de ligne de transmission directe.

de citer reste valable, il est nécessaire du multiplier la valeur de R par:

$$4R = \frac{4P}{I^2}$$

Si les deux sections d'un dipôle replié ont le même diamètre, la résistance d'entrée est égale à quatre fois celle d'un simple dipôle demi-onde. L'accroissement du diamètre d'une section fait en sorte que l'accroissement d'impédance devienne encore plus grand (voir page 977). L'impédance d'entrée de l'élément excité d'une antenne à éléments parasites diminue, à cause de ces derniers, au quart de la valeur de l'impédance de la ligne d'alimentation (par exemple câble coaxial). L'emploi du dipôle replié permet d'augmenter l'impédance caractéristique, répétons-le, de quatre fois. De cette façon, on peut obtenir une bonne adaptation d'impédance.

La figure 9-B représente un type de dipôle replié, comportant un élément réflecteur et deux éléments directeurs.

Liaisons entre les éléments d'une antenne

Il existe plusieurs modes de liaison entre les différents éléments d'un système d'antenne, afin de pouvoir obtenir les relations de phase désirées. La méthola plus convenable pour faire varier la phase entre deux éléments séparés entre eux d'une distance égale à la moitié de la longueur d'onde, consiste à adapter entre eux une ligne de transmission spéciale.

Dans le type de rayonnement transversal représenté par la **figure 10**, l'un des éléments, comme on peut le noter, est excité directement. Cet élément est relié à l'autre au moyen de segments de ligne de transmission demi-onde.

Afin de rattraper les inversions de phase dues aux tronçons demi-onde, on inverse les brins d'un dipôle à l'autre.

Par conséquent, le second élément est excité en phase avec le premier.

De cette façon, il est possible de relier entre eux un nombre quelconque d'éléments. De plus, l'accroissement du nombre des éléments détermine un accroissement de directivité.

Dans le type d'antenne par rayonnement logitudinal, représenté sur la **figure 11**, la liaison entre les éléments se fait toujours au moyen d'une ligne de transmission, mais cette fois, sans inversion des brins d'un dipôle à l'autre, afin de tirer profit du déphasage.

Pour une distance entre les éléments égale à une demi-longueur d'onde, la ligne de transmission aura la même longueur et déterminera donc un déphasage de 180°. Si, au contraire, on utilise une distance égale à un quart de longueur d'onde, la longueur de la ligne sera égale, elle aussi, à $\lambda/4$. Dans ce cas, le déphasage s'élève à 90°.

La méthode la plus commune pour obtenir le déphasage exact dans une antenne du type à rayonnement colinéaire est représenté par la **figure 12**. Les éléments sont repliés de façon à former un segment de ligne quart-d'onde.

Cela fait coïncider les bornes des sections dans lesquelles le courant passe dans le même sens. En d'autres termes, il est nécessaire que les deux sections de l'antenne aient des tensions de polarité instantanée opposées en correspondance avec les extrémités libres.

Outre ceci il est essentiel de noter, en observant la figure 12, la manière dont la ligne de raccordement à l'appareil a été connectée. La liaison est effectuée en un point où l'impédance est notablement élevée, ce qui implique l'utilisation d'une ligne résonnante. Toutefois, s'il est nécessaire d'adopter une ligne non résonnante, elle peut être reliée comme l'indiquent les lignes en pointillé de la même figure.

Antenne à réflecteur parabolique

Lorsqu'une antenne en rideau, à rayonnement transversal, constituée de plusieurs éléments est excitée, le champ « E » qui se crée en face d'elle se trouve sur un seul plan, comme l'indique la **figure 13-A**, au lieu d'être

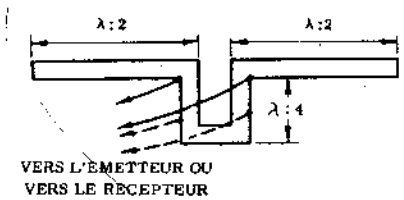


Fig. 12 Alimentation d'une antenne colinéaire. Les éléments sont repliés de sorte qu'ils forment un segment de ligne de transmission quart d'onde. La ligne extérieure peut être reliée aux divers points indiqués, selon que la ligne est résonnante ou non.

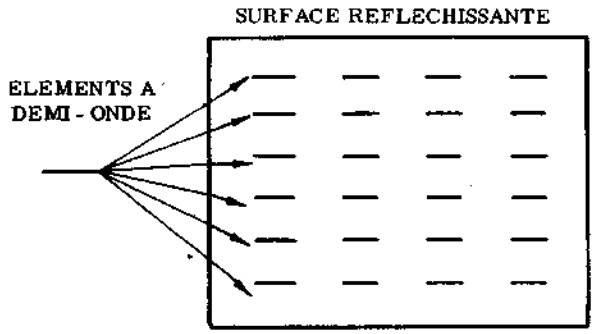


Fig. 13-A - Vue frontale d'une antenne à plusieurs éléments rayonnants, placés en face d'une surface réfléchissante. Les dimensions et les distances sont assez critiques.

placé sur un arc, comme cela se passe dans le cas d'un seul élément demi-onde.

Plus les dimensions de ce plan, exprimées en longueurs d'onde, sont grandes, plus grande est la directivité de l'antenne, et plus étroit est donc le faisceau d'ondes émis.

Bien qu'une antenne en rideau à rayonnement transversal puisse donner de bons résultats, elle est cependant très compliquée dans sa structure. Chaque élément doit être excité et toutes les dimensions des divers éléments, ainsi que la distance existant entre eux, doivent être rigoureusement exactes.

Un dispositif plus simple, apte à produire un champ électrique se trouvant sur un seul plan, est l'antenne à réflecteur parabolique. En observant la figure **13-B**, on note que l'écran parabolique possède son foyer en F. Si, en ce point on place une antenne à un seul élément le champ électrique rayonné avec la même intensité dans toutes les directions, aura la forme d'un arc, comme il est indiqué en A.

Au moment où les ondes atteignent la surface réfléchissante, elles sont déphasées de 180°, et réfléchies vers l'extérieur avec un angle de réflexion égal à l'angle d'incidence.

Une partie quelconque du champ atteindra la ligne B-B' à l'instant même qui suit la réflexion, étant donné que les parcours possibles dans les directions ayant leur point de départ en F vers la surface réfléchissante et, ensuite, vers la ligne B-B', sont d'une longueur égale. On saisit donc que, moyennant un simple résonateur et un réflecteur ayant une forme particulière, il est possible de produire un champ électrique fort se propageant sur un plan unique.

En observant le phénomène sous un autre point de vue, on peut dire que toutes les parties du champs électrique produit se propagent dans des directions parallèles après avoir été réfléchies par la parabole, d'une façon telle que les rayons sont focalisés exactement comme les rayons lumineux émis par les phares d'une voiture.

Contrairement à ce qui se passe dans l'antenne rideau à rayonnement transversal, il n'est pas possible d'obtenir un degré élevé de directivité si le diamètre du réflecteur parabolique n'équivaut pas à plusieurs longueurs d'onde. Cet inconvénient empêche l'emploi d'antennes de ce type pour l'émission ou la réception de signaux à fréquence relativement basse, c'est-à-dire ayant une longueur d'onde notable.

La **figure 14** représente un type d'élément d'excitation, propre à être employé dans un réflecteur parabolique: le dipôle demi-onde est installé à une distance égale à un quart de longueur d'onde du point de contact sur la ligne de transmission. Pour rendre bien net le foyer les dimensions physiques de l'antenne sont, en réalité, légèrement inférieures à la moitié de la longueur d'onde. Toutefois, cette diminution légère de longueur est compensée par la présence des deux sphères, installées sur les extrémités, qui l'amènent à la valeur exacte. Grâce à cette précaution, la gamme de fréquences sur laquelle elle peut fonctionner est beaucoup plus large.

L'enveloppe cylindrique à clôture hermétique dans laquelle le dipôle est installé permet la pressurisation de la ligne coaxiale. La surface intérieure d'une moitié du cylindre (et précisément de la moitié qui se trouve la plus écartée du réflecteur parabolique), est revêtue par une couche réfléchissante qui a le rôle de renvoyer l'énergie rayonnée vers le réflecteur parabolique. Sans elle, la moitié de l'énergie rayonnée ne serait pas directionnelle.

La directivité naturelle du dipôle, fait en sorte que le diagramme de rayonnement d'un réflecteur parabolique se présente légèrement plus pointu dans le plan contenant le dipôle que dans les autres. Evidemment, si la précision verticale est plus importante, on installe le dipôle verticalement.

La **figure 15** représente un type de réflecteur d'usage assez courant: sa caractéristique principale réside dans le fait qu'il peut rayonner un faisceau d'ondes très fin, c'est-à-dire des ondes concentrées dans un rayon très faible et d'une forte intensité.

A l'intérieur de la parabole, on note un grillage soutenu par des tiges spéciales, modelé de façon à former

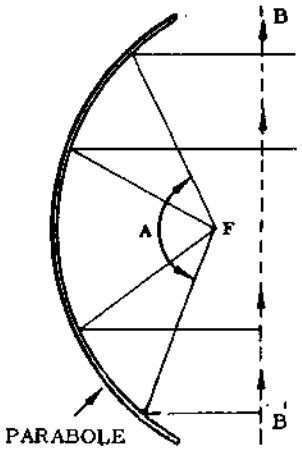


Fig. 13-B - Exemple de réflecteur parabolique ayant le foyer en F. L'élément rayonnant est installé en ce point et les ondes, après avoir atteint la parabole, sont réfléchies par cette dernière sous un angle égal à celui d'incidence.

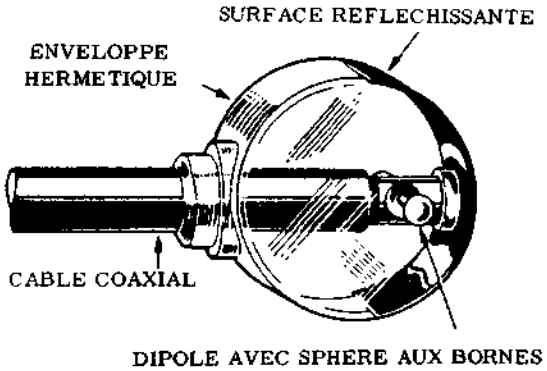


Fig. 14 - Elément rayonnant propre à l'installation d'un réflecteur parabolique. Le dipôle, enfermé dans une enveloppe à clôture hermétique, possède deux sphères aux extrémités.

une enveloppe partielle. Ce grillage est polarisé afin qu'il puisse agir de façon à déformer le faisceau d'ondes rayonné, en le subdivisant en plusieurs parties contenant une même d'énergie. Le diagramme de rayonnement peut être modifié en faisant tourner le réflecteur tout entier et le grillage de 90°, au moyen d'un moteur spécial et d'une transmission à engrenages.

Dans la position où le grillage n'exerce pas une action réfléchissante, on obtient un rayonnement à faisceau concentré; inversement lorsqu'il prend une position telle qu'il puisse devenir réfléchissant par rapport aux signaux rayonnés par l'élément placé au centre, le diagramme de rayonnement prend une forme « en lame », étant donné qu'il consiste en un faisceau d'ondes plat qui s'écarte dans la direction des ondes elles-mêmes.

Antennes dièdres et à « papillon »

Antennes à angle dièdre.

Dans le domaine des UHF, où les caractéristiques de directivité prennent une importance plus grande que dans le domaine des VHF, on emploie fréquemment un type d'antenne à forte directivité, du type « à angle dièdre ».

Comme on peut le noter en observant la **figure 16**, il s'agit d'un dipôle (qui peut être du type replié, comme dans le cas illustré, ou bien simple ou aussi colinéaire) et d'une série d'éléments réflecteurs, ayant tous la même longueur et séparés entre eux régulièrement d'une certaine fraction de longueur d'onde. Ils sont disposés sur deux plans qui convergent au long d'une arête, de manière à former un angle dièdre.

Nous avons vu l'importance de l'élément réflecteur au point de vue du diagramme de rayonnement;on saisit donc qu'au moyen d'une série d'éléments disposés de la façon indiquée, la directivité qui en résulte est encore plus grande que dans le cas du dipôle muni d'un seul réflecteur.

Les antennes à angle dièdre fournissent aussi un gain supérieur à celui obtenu avec des antennes à réflecteur rectiligne; ce gain peut être, de plus, augmenté ultérieurement en plaçant à l'intérieur de l'angle des dipôles à plusieurs étages, reliés entre eux comme indiqué par les figures 10, 11 et 12.

Ce type d'antenne est naturellement lié, en ce qui concerne les caractéristiques de fonctionnement tant à l'émission qu'à la réception, aux dimensions de l'élément rayonnant, à celles des éléments réflecteurs et à la distance qui existe entre eux, ainsi qu'au nombre des éléments rayonnants et à la valeur exprimée en grades de l'angle dièdre. Il existe aussi d'autres versions, dans lesquelles l'angle prend la valeur de 180°; par conséquent, les éléments réflecteurs constituent en pratique une surface plane, comme dans le cas représenté par la figure 13-A. Etant donnée ses grandes dimensions, dues à la disposition particulière des divers éléments, ce type d'antenne est employé presque exclusivement dans le domaine des UHF, compris entre 400 et 1 000 MHz.

Antennes à double triangle.

Un dernier type d'antenne d'usage fréquent dans le domaine des UHF, que nous croyons utile de citer à cause de son emploi toujours plus fréquent dans les installations modernes, est l'antenne à double triangle, appelée aussi « papillon », à cause de l'analogie qui existe entre la forme de l'élément rayonnant et les ailes d'un papillon.

Un exemple de cette antenne est représenté par la **figure 17**, où l'on remarque le dipôle constitué de deux éléments en triangle, disposés comme dans le cas de l'antenne colinéaire, et une série d'éléments réflecteurs qui constituent une surface plane (180°).

Ce type aussi permet un gain considérable et possède une caractéristique de fonctionnement fortement directionnelle.

Naturellement, dans ce cas également, les considérations précédentes concernant les dimensions, la distance et le plan réfléchissant, qui peut être aussi du type à angle dièdre, sont valables.

L'une des caractéristiques principales de ces antennes, réside dans la largeur de la bande de fréquences

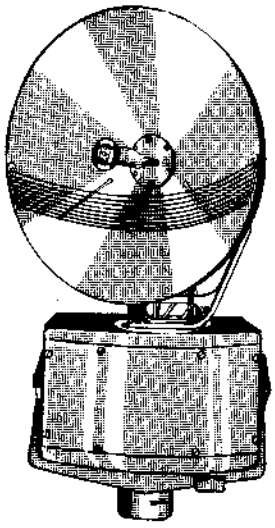


Fig. 15 - Aspect d'un réflecteur parabolique orientable, à rayonnant un faisceau d'ondes très fin.

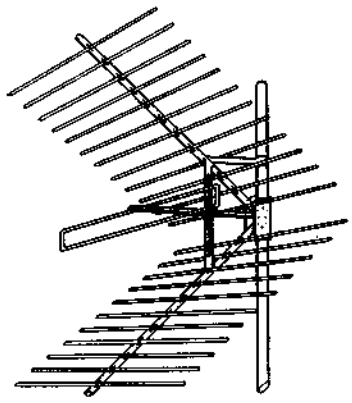


Fig. 16 - Exemple d'antenne à angle dièdre.

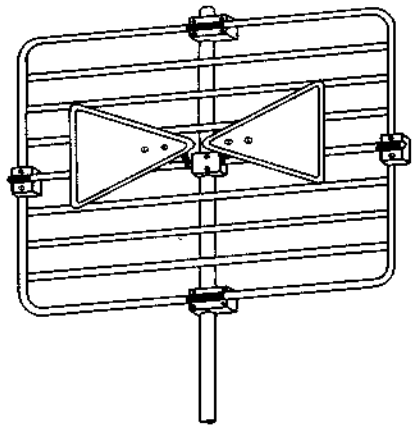


Fig. 17 - Antenne « papillon », avec réflecteur à surface plane, c'est-à-dire à 180°.

transmises sans affaiblissement sensible. Pour cette raison, elles sont d'un usage courant tant en modulation de fréquence qu'en télévision.

DONNEES de CONSTRUCTION pour ANTENNES VHF et UHF

Nous avons vu précédemment que les éléments qui constituent une antenne sont souvent légèrement plus courts que la moitié de la longueur d'onde sur laquelle ils doivent fonctionner. En ce qui concenrne les VHF et les UHF, pour effectuer le calcul de la longueur de ces éléments, il convient de se servir du centimètre comme unité de mesure. Le longueur idéale pour obtenir la résonance d'un élément demi-onde, peut être calculée au moyen de la formule suivante:

$$\text{Longueur (en cm)} = \frac{14\,998 \times k}{\text{fréquence en MHz}}$$

où le facteur K dépend de l'épaisseur du conducteur constituant l'antenne elle-même et de la fréquence sur laquelle elle doit fonctionner. La valeur de ce facteur peut être obtenue au moyen de la courbe représentée à la page 965, figure 6, ayant trait justement aux conducteurs de forme cylindrique, d'un diamètre constant sur toute leur longueur.

Sur l'axe horizontal de la courbe sont indiquées les diverses valeurs du rapport entre la demi - longueur d'onde et le diamètre du conducteur, exprimé en millimètres.

Après avoir trouvé par interpolation le point correspondant du rapport calculé sur l'axe horizontal, on trace à partir de ce point une verticale jusqu'à ce qu'elle rencontre la courbe. Du point de rencontre, en poursuivant horizontalement vers la gauche on détermine sur l'axe vertical la valeur K, dont on doit tenir compte dans l'application de la formule citée.

La longueur de l'élément relié directement à la ligne de transmission, soit dans le cas d'un simple dipôle, soit dans le cas de l'élément actif d'une antenne pourvue d'éléments parasites, n'est pas extrêmement critique, étant donné qu'une différence légère peut être compensée lors de la mise au point du système d'adaptation d'impédance, inséré entre l'élément lui-même et la ligne de transmission.

Mais il est toujours nécessaire que les dimensions physiques soient, autant que possible, proche de celles qui déterminent les conditions de résonance sur la fréquence moyenne (centrale) de la gamme de fonctionnement.

Par rapport aux éléments parasites, la longueur idéale dépend, comme nous l'avons signalé, de la distance qui existe entre eux. Cette distance non plus n'est pas critique et plus sa valeur est grande, plus la largeur de la bande de fréquences sur lesquelles l'antenne peut fonctionner est grande. Pour les antennes adoptées dans la gamme VHF, la distance normalement choisie est égale à 0,2 fois la longueur d'onde. Avec cette distance, l'élément réflecteur doit être de 5% environ plus long que l'élément actif tandis que le premier élément directeur sera au contraire de 5% plus court.

Si on installe d'autres éléments directeurs, ils devront être progressivement plus courts, comme l'indique la figure 9-B.

Rappelons-nous que le terme « longueur d'onde » ou la définition d'une fraction de cette valeur, peut avoir deux interprétations différentes, selon que l'on considère la longueur d'onde dans l'espace ou celle concernant le passage de la haute fréquence dans un conducteur (ce dernier peut être soit l'antenne proprement dite, soit la ligne de transmission). Lorsqu'une valeur déterminée (distance entre des éléments, longueur d'un élément, etc.) est exprimée en fonction de fractions de la longueur d'onde, il s'agit normalement de la longueur d'onde considérée dans l'espace.

Lorsqu'au contraire, le terme « longueur d'onde » est utilisé par rapport à une antenne, il s'agit d'ordinaire de la longueur de l'antenne correspondant à la résonance et non la longueur d'onde: la valeur relative peut être par conséquent obtenue par la formule déjà citée.

Leçon n° 144

QUESTIONS sur les LEÇONS 142 et 143

N. 1 — Quels sont les facteurs qui intervienent dans la propagation des ondes radioélectriques de fréquence comprise entre 30 et 1 000 MHz ?

N. 2 — Si une antenne pour VHF ou pour UHF est polarisée verticalement, y aura-t-il un rayonnement dans les directions horizontales ?

N. 3 — Comment se comportent les ondes terrestres qui se propagent le long de la surface de la terre, si la fréquence est très élevée ?

N. 4 — Quelle est la différence entre la ligne d'horizon optique et la ligne d'horizon radioélectrique ?

N. 5 — Dans quel cas la réception d'ondes émises par une antenne directionnelle est-elle possible, l'antenne de réception étant orientée dans la même direction que celle d'émission et non dans la direction opposée comme il est d'usage ?

N. 6 — Qu'est-ce qu'une propagation « scatter » ?

N. 7 — Comment peut-on définir l'indice de réfraction d'un milieu de propagation des ondes radioélectriques?

N. 8 — De combien d'éléments se compose une antenne à rayonnement transversal et comment sont-ils reliés entre eux ?

N. 9 — Comment une antenne à rayonnement longitudinal est-elle constituée ?

N. 10 — Quelle est la caractéristique qui détermine une antenne à éléments parasites ?

N. 11 — Quelle différence existe-t-il entre un élément directeur et un élément réflecteur ?

N. 12 — Quelles sont les caractéristiques essentielles d'une antenne du type « Yagi » ?

N. 13 — De quelle façon la variation du diamètre du conducteur formant l'antenne proprement dite affecte-t-elle le fonctionnement ?

N. 14 — Comment le diamètre extérieur d'un réflecteur parabolique doit-il être, afin que le rayonnement puisse présenter une caractéristique fortement directionnelle ?

N. 15 — Quels sont les avantages de l'emploi d'une antenne directionnelle ?

N. 16 — Dans quel cas est-il possible d'effectuer des communications à distance considérable, même au delà de la ligne d'horizon radioélectrique, au moyen de signaux de fréquence comprise entre 30 et 1 000 MHz ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 1123

N. 1 — Parce qu'on ne peut pas affirmer avec certitude que la panne est localisée dans un étage déterminé, si on n'a pas la certitude, à priori, que l'étage suivant fonctionne parfaitement.

N. 2 — En mesurant le courant anodique ou, si cela est plus facile, le courant cathodique.

N. 3 — En vérifiant à l'aide d'un contrôleur employé en voltmètre continu, que sur la grille de l'étage suivant il n'existe aucune tension positive.

N. 4 — Si la capacité est assez élevée, en observant la déviation de l'aiguille. Dans le cas contraire, on peut contrôler seulement l'isolement.

N. 5 — En introduisant à l'intérieur quelques gouttes de tétrochlorure de carbone en faisant tourner plusieurs fois l'axe dans les deux sens. Si le crachement subsiste, il est nécessaire de remplacer le potentiomètre.

N. 6 — En injectant un signal sinsoïdal de basse fréquence à l'entrée de l'étage inverseur de phase et en observant alternativement les deux signaux de sortie au moyen d'un voltmètre à tube ou mieux encore, au moyen d'un oscilloscope à rayons cathodiques.

N. 7 — Dans l'application d'un signal, en touchant directement au moyen d'un doigt ou d'un tournevis, la grille d'un tube fonctionnant en basse fréquence.

N. 8 — La tension anodique tout entière se manifeste aux bornes du condensateur de cathode, lequel se met en court-circuit par perforation du diélectrique. Le fonctionnement cesse par interruption du courant anodique.

N. 9 — En injectant un signal à moyenne fréquence, modulé, à l'entrée du transformateur correspondant.

N. 10 — La variation d'une capacité ou le déplacement d'un noyau, à la suite d'un choc ou de vibrations.

N. 11 — Les grilles des tubes de commande sont en « l'air ». Dans ce cas elles deviennent très négatives et les tubes se bloquent.

N. 12 — La tension de plaque fait défaut. La résistance de découplage peut être grillée.

N. 13 — En diminuant l'amplitude du signal appliqué à la diode correspondante.

N. 14 — En la remplaçant provisoirement par celle employée pour la détection et en comparant le signal à la sortie.

N. 15 — En mesurant la tension entre la grille et la cathode, au moyen du contrôleur utilisé sur le calibre 50 volts, c.a.

N. 16 — De deux façons : en augmentant la distance entre le primaire et le secondaire ou en branchant une résistance en parallèle avec le primaire.

N. 17 — En reliant provisoirement l'antenne au côté « chaud » du secondaire. Si l'appareil fonctionne, la panne est certainement dans le circuit d'antenne.

La construction d'un magnétophone

1966 MAGNETIC TRAICE

Le magnétophone Menuet que nous présentons aux lecteurs est un appareil simple et robuste, très complet, aux excellentes performances.

La construction ne devrait pas présenter de difficultés, la partie la plus délicate, la platine, étant fournie entièrement montée; le montage du magnétophone est donc alors ramené au câblage simple d'un amplificateur à transistors auquel s'ajoutent évidemment les parties caractéristiques du magnétophone, c'est-à-dire les blocs enregistrement-lecture, le bloc effacement, le bloc contrôle (VU-mètre) avec alimentation commune.

Présenté dans une élégante mallette en bois gaîné de plastique gris anthracite, d'un faible encombrement, ce magnétophone est le complément nécessaire de l'équipement d'un amateur de musique et de radio.

Le Kit est livré avec le microphone et une bobine vierge de 18 cm.

Caractéristiques

Platine 3 vitesses 19, 9,5 et 4,75 cm soit respectivement 1^H, 2^H et 4^H environ.

Entrées - Micro 5 mV - Radio 1 volt.

Sorties BF 1 V

Entrée ampli intérieure 1 V

Contrôle par VU-mètre.

Ampli incorporé 4 W.

Haut-Parleur 24 × 6 cm, 4 Ω.

Réglage tonalité.

8 transistors - 3 diodes.

Contacteur de surimpression.

Dimensions: 330 × 290 × 160.

Coffret bois gaîné de plastique gris anthracite avec poignée.

Couvercle dégondable.

Diamètre des bobines: 180 mm.

Alimentation 110/120 V, par bouchon accessible sur l'arrière.

Sur le plateau de commande de gauche à droite

Entrée micro magnétique basse impédance 5 mV.

Entrée radio 1 volt.

Commande sélecteur micro/radio.

Contacteur enregistrement/lecture.

Volume enregistrement.

Contacteur surimpression.

Volume lecture.

Tonalité avec interrupteur.

VU-mètre.

Sortie BF.

Sortie HP Supplémentaire.

Sur la platine de gauche à droite

Sécurité effacement (verrouillée seulement sur enregistrement)

Compte-tours avec remise à zéro

Sélecteur de vitesses

Tête à 2 pistes

Commutateur de fonctions enregistrement/lecture et les 2 sens de rebobinage

Description des étages

Alimentation: 110/220 V

Sortie 2 × 25 V redressée en double alternance par diodes 1 W E 2, suivies d'une cellule de filtrage.

Le preampli en position lecture

— La tête E/L est reliée à un étage comprenant 2 transistors AC 182 montés en cascade. La tension d'alimentation est de 10 V; cet étage donne un très faible souffle.

On utilise un montage à contre réaction pour la correction de lecture (20 kΩ et 5 nF) qui est placé entre l'émetteur du 1er AC 182 et le collecteur du 2ème AC 182.

La sortie s'effectue sur un potentiomètre de 50 kΩ.

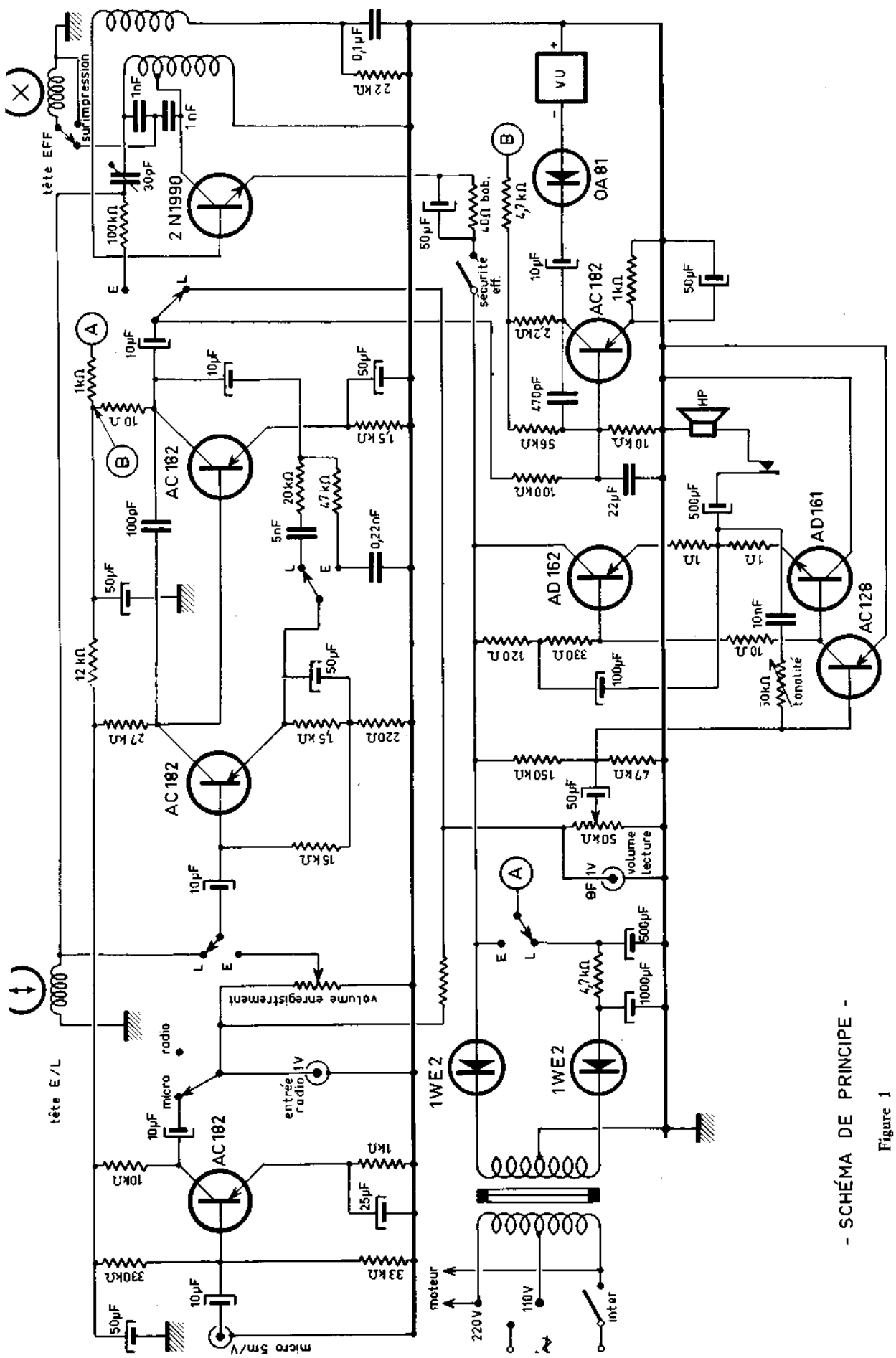
Le préampli en position enregistrement

La tension d'alimentation est portée à 30 V ce qui permet de fournir un signal de grande amplitude à la tête d'enregistrement.

La préaccentuation des fréquences élevées à l'enregistrement est obtenue par une contre réaction (47 kΩ et 0,22 μ^H à la masse).

A la sortie du préampli se trouve une résistance de 1 kΩ allant vers la tête enregistrement et vers le préampli VU-mètre à travers une résistance de 100 kΩ.

Ce préampli se compose d'un étage AC 182 et d'une diode de redressement OA 81 - sensibilité du cadre 100 μA.



- SCHÉMA DE PRINCIPE -

Figure 1

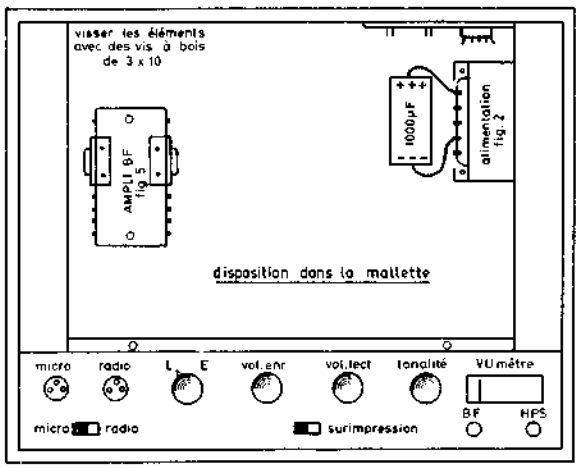
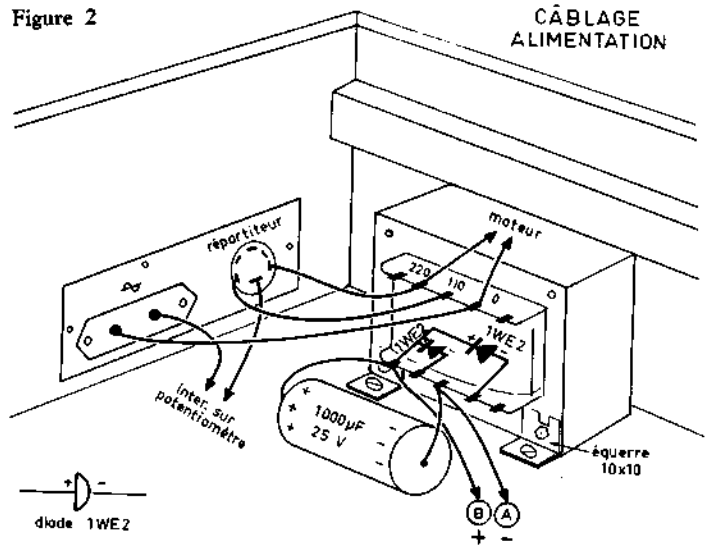


Figure 1 bis

Figure 2



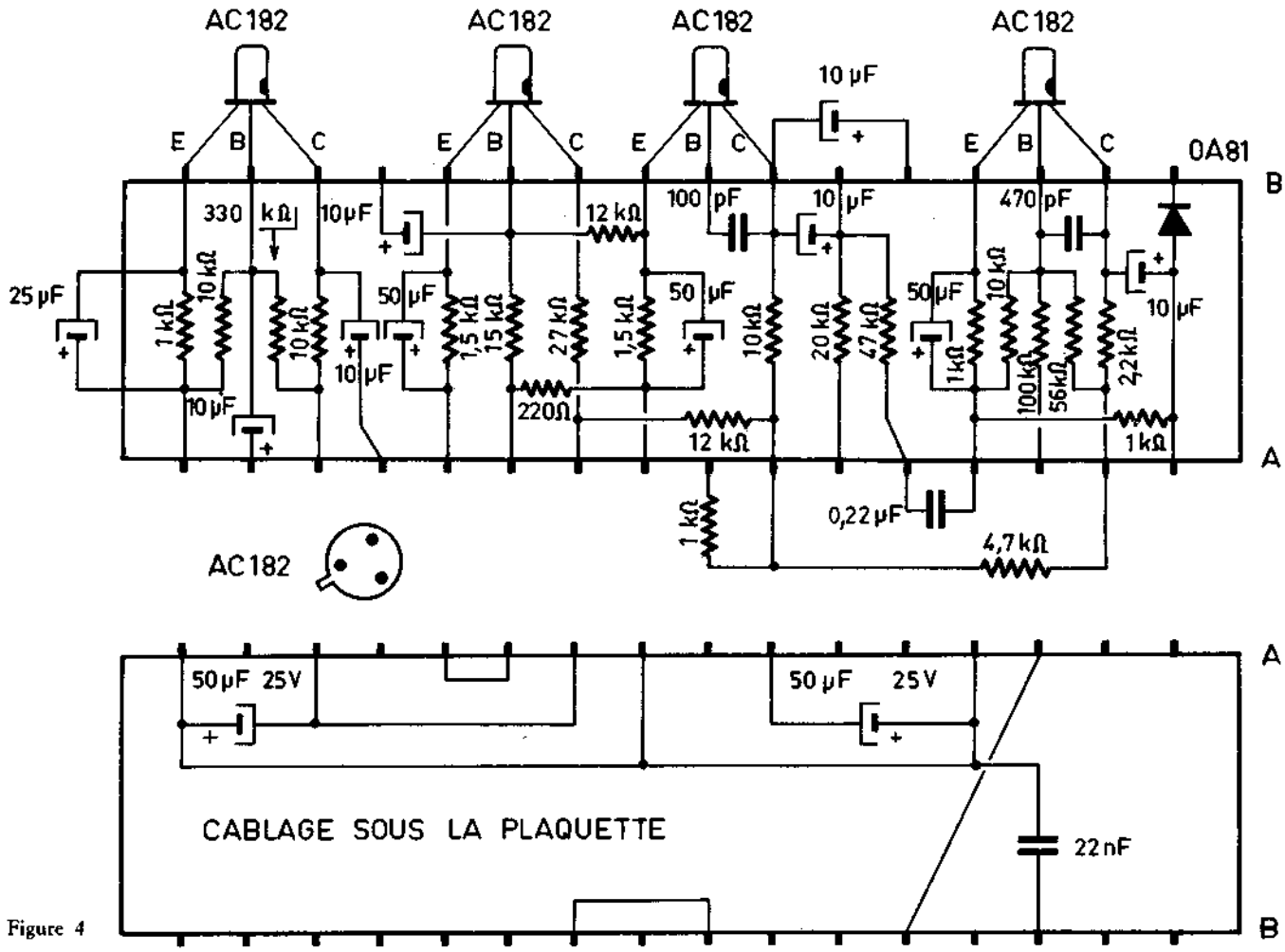


Figure 4

CÂBLAGE PLAQUETTE P/A E/L

En position micro un préampli supplémentaire comprend 1 transistor AC 182 monté en émetteur commun et porte la sensibilité d'entrée à 10 m/V.

L'oscillateur de prémagnétisation et d'effacement est alimenté sous 30 V.

Il comporte un transistor silicium NPN et un pot ferroxcube accordé par un condensateur de 1 000 pF.

La tête d'effacement basse impédance est reliée directement au collecteur du 2 N 1990.

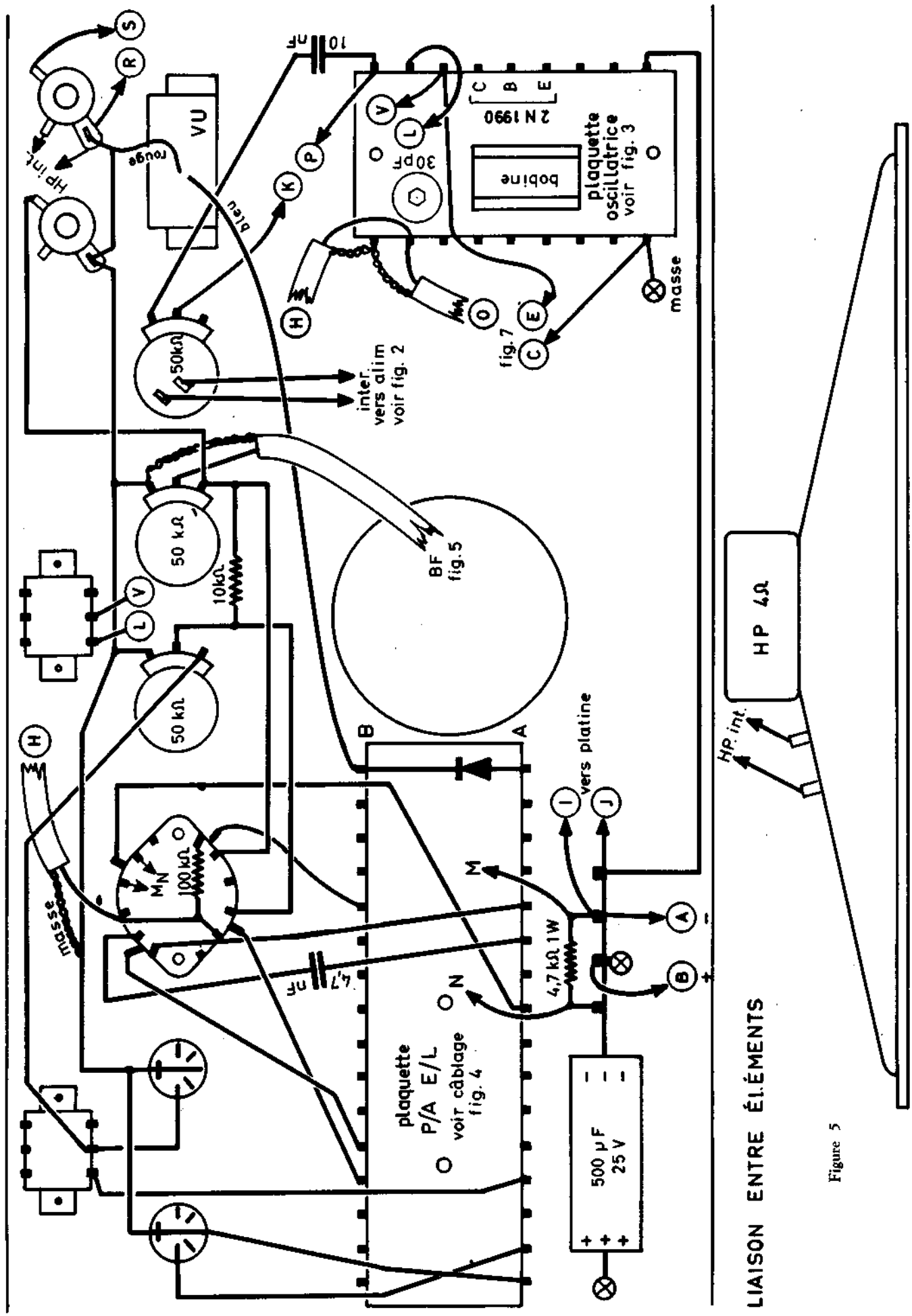
La prémagnétisation est amenée à la tête d'enregistrement à travers un condensateur ajustable de 30 pF.

Ampli BF 4 W

3 transistors. Sensibilité d'entrée 1 V.

Cet amplificateur comprend un étage préampli driver dont le transistor AC 128 fonctionne en classe A, à un radiateur dissipant 300 mW; il est suivi d'un étage de sortie comportant deux transistors de puissance, travaillant en classe B, un PNP AD 162 et un NPN AD 161 montés sur radiateurs.

Le contrôle de tonalité s'effectue par une boucle de contre réaction (R de 50 kΩ et C 10 000 µF).



LIAISON ENTRE ÉLÉMENTS

Figure 5

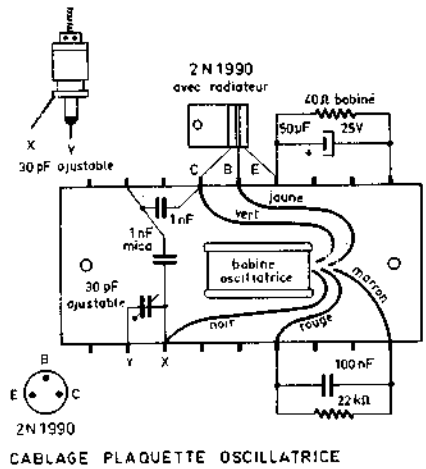


Figure 3

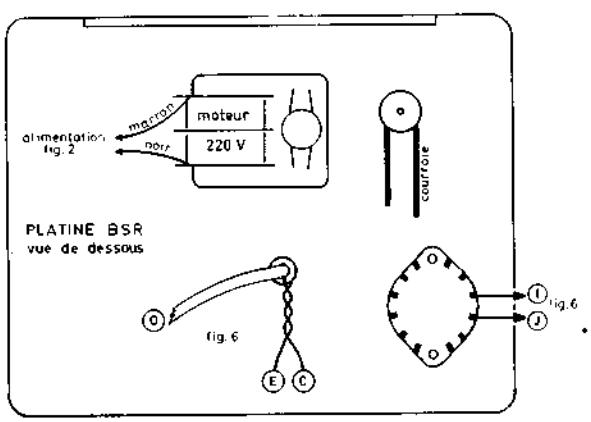
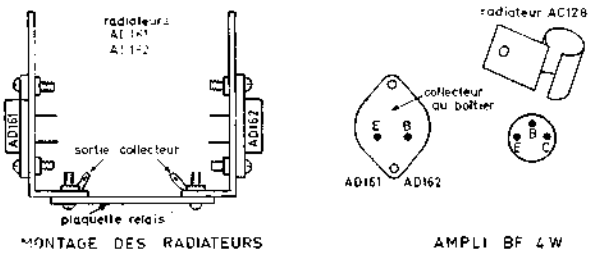


Figure 6



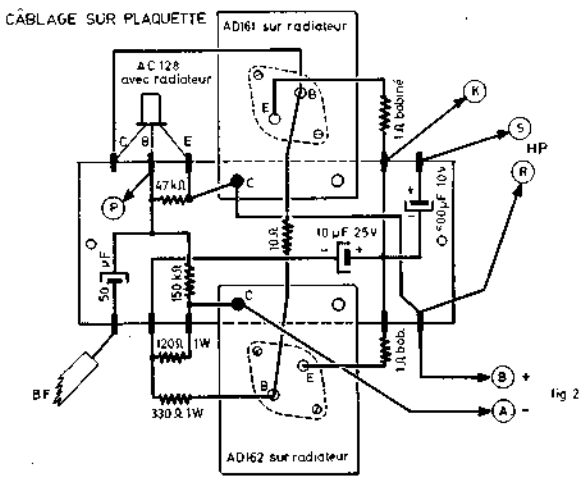


Figure 7

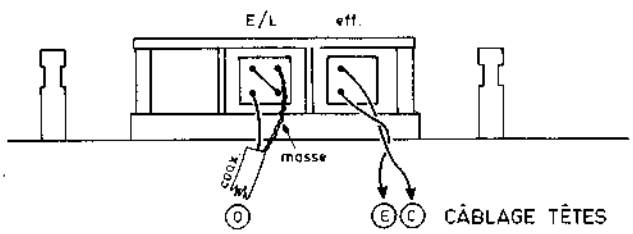


Figure 8

Montage

Après une étude soigneuse du schéma et la vérification des pièces fournies, il sera procédé à la mise en place des gros éléments, comme indiqué sur les figures 1 bis et 2 mais pour chaque bloc câblé, vérifier au fur et à mesure le travail effectué.

1°) montage du transformateur d'alimentation avec les diodes 1 W E 2 et le condensateur de filtrage de 1 000 µF, et soudure des liaisons avec le répartiteur et la prise d'alimentation.

2°) câblage de l'oscillateur (fig. 3).

— Câblage de la plaquette P/A E/L (fig. 4)
Se montent sur le châssis une fois câblés.

— Montage et câblage du châssis, potentiomètres et prises, entrées micro, sélecteur (fig. 5). H.P. supplémentaire.

— Monter le haut parleur.

— Câblage et mise en place de l'amplificateur BF (fig. 7).

3°) Effectuer les liaisons entre les différents blocs et les connexions de la platine (fig. 6 et fig. 8).

4°) Le montage étant terminé, vérifier l'ensemble du câblage, les soudures, enlever tous les débris de soudures et de fils qui peuvent être tombés dans le coffret.

Mise sous tension

Vérifier la tension secteur (brochage du répartiteur secteur).

1°) **Essais en position « enregistrement ».**

Placer 1) le contacteur sur « enregistrement »
2) le volume sur « écoute » au maximum
3) Appliquer une modulation (micro ou radio) pour obtenir la déviation maximum du VU-mètre.
4) Régler selon son oreille.
cement » sur la platine
5) Mettre en route.

2°) **Essais en position « lecture ».**

Placer 1) le contacteur sur « lecture »
2) Le volume « écoute » au maximum
3) Mettre la bande préenregistrée
4) Régler selon son oreille.

N.B. — Ne pas oublier de mettre les sélecteurs sur l'entrée choisie: micro ou radio, ou éventuellement, sur « surimpression ».

Leçon n° 145

CIRCUITS RELATIFS aux ONDES TRES COURTES et ULTRA COURTES

Les principes de fonctionnement des amplificateurs utilisés dans les gammes de fréquences s'étendant de 30 à 1 000 MHz, ne diffèrent pas beaucoup, en général, de ceux que nous avons rencontrés dans l'étude des amplificateurs fonctionnant sur des fréquences plus basses. Cependant, les caractéristiques des divers composants (que nous décrirons en détail dans la leçon suivante), et les réglages nécessaires afin de permettre un fonctionnement durable et satisfaisant, surtout vers l'extrémité la plus élevée de la gamme U.H.F., sont notablement plus critiques.

La différence essentielle réside surtout dans la valeur et la mesure des composants réactifs des circuits.

Au delà de 500 MHz, les circuits classiques ne sont plus utilisables, pas plus d'ailleurs que les tubes classiques. En effet, à ces fréquences, de très petites capacités constituent pratiquement des courts-circuits Pour fixer les idées, signalons qu'une capacité de 10 pF présente, à une fréquence de 1 000 MHz, une réactance de 16 ohms.

La notion habituelle d'inductance perd tout son sens; les éléments rayonnent une très grande énergie et les pertes deviennent, par conséquent, considérables.

C'est pourquoi, à ces fréquences, on emploie presque exclusivement des **circuits à constantes réparties (R-L-C)**, qui diffèrent de ceux que nous avons rencontrés jusqu'à maintenant, appelés **circuit à constantes localisées**, par le fait que la résistance, l'inductance et la capacité sont réparties tout le long des conducteurs, au lieu d'être concentrées dans une bobine et un condensateur.

LARGEUR de BANDE

Les amplificateurs de tension fonctionnant sur des fréquences élevées peuvent être du type à bande étroite ou à bande large. Les types à bande large impliquent généralement la présence d'un amplificateur accordé, lequel fonctionne sur une bande passante d'au moins un mégahertz. Dans cette gamme de fréquence, les amplificateurs à large bande sont employés dans les étages à fréquence intermédiaire aussi bien que dans les étages à radiofréquence. Evidemment, la largeur de bande est en relation étroite avec le type d'information que l'on veut transmettre ou recevoir. Lorsqu'un amplificateur doit permettre le passage de signaux de nature complexe, comme par exemple dans le « radar » que nous décrirons plus tard (et dans le cas de la télévision), la largeur de bande doit être beaucoup plus grande que celle que l'on utilise pour la transmission de la voix et aussi de la musique (transmissions commerciales - radiodiffusion).

Par exemple, la télévision à 819 lignes occupe une bande de 10 MHz.

Nous savons maintenant qu'à la sortie de tout amplificateur de gain suffisant, existe à côté du signal amplifié, une certaine **tension de bruit**, due à l'agitation thermique des électrons dans les conducteurs et aux fluctuations de l'émission thermoélectronique des cathodes des tubes — ou effet de grenaille —, le bruit augmente quand la température s'élève et s'étend uniformément à travers le spectre tout entier des fréquences.

A cause de cette distribution uniforme du bruit thermique, il existe une relation directe entre la largeur de la bande passante de l'amplificateur et l'intensité du bruit à la sortie. Dans les amplificateurs à large bande le bruit augmente quand la largeur de bande en fait autant, avec pour conséquence un rapport signal/bruit moins satisfaisant que dans les amplificateurs à bande étroite. Pour cette raison, la largeur de bande doit être la plus étroite possible, dans la mesure où les autres exigences du circuit le tolèrent. Dans le cas où une certaine largeur de bande et un gain considérable sont nécessaires, il n'est pas avantageux d'utiliser des circuits d'amplification à accord fixe et à rendement élevé, étant donné qu'on a un bruit de fond considérable. L'une des méthodes qui permettent d'améliorer le rapport signal/bruit, par exemple dans les amplificateurs de fréquence intermédiaire, consiste à employer la technique des circuits à **accord décalé**, pour laquelle les différents circuits sont accordés sur des fréquences légèrement différentes. La **figure 1** représente la courbe de réponse totale d'un amplificateur à fréquence intermédiaire à large bande, ainsi que la réponse et le gain de chacun des étages. Dans ce cas, l'étage C possède un facteur Q relativement réduit et un gain en tension assez bas. Il est accordé sur la fréquence de 23,4 MHz, qui est justement la fréquence centrale voulue. Les étages B et D ont un facteur Q légèrement plus élevé et un gain supérieurs à ceux de l'étage C. Ceux-ci sont accordés sur la fréquence de 22,3 et 24,5 MHz, c'est-à-dire légèrement au-dessous et au-dessus de la fréquence centrale. Les étages A et E sont caractérisés par un facteur Q encore plus élevé et ont un gain en tension plus grand que celui des étages B et D.

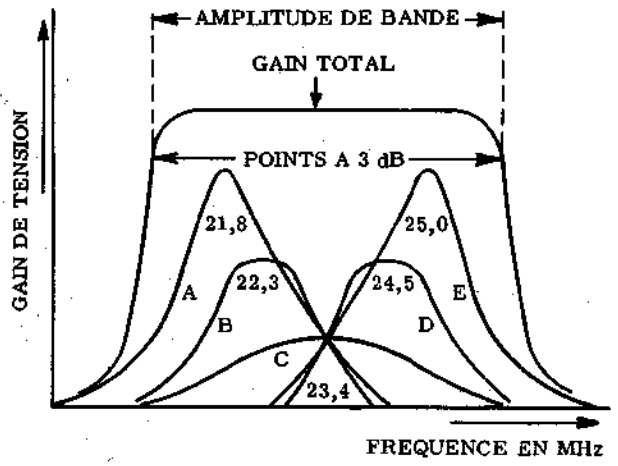


Fig. 1 - Courbes de réponse séparées d'un amplificateur à fréquence intermédiaire à large bande, constitué par étages. Chacun d'eux est accordé sur une fréquence différente; les valeurs maximales du gain correspondent à la fréquence centrale de chaque bande. On obtient ainsi une large bande passante globale et un gain élevé.

Comme on peut le remarquer en observant la figure, ils sont accordés sur 21,8 et 25 MHz respectivement. La ligne horizontale représente le gain total et la bande passante standardisée (c'est-à-dire correspondant à un affaiblissement de 3 dB) de l'amplificateur tout entier.

La maintenance des amplificateurs utilisés dans la gamme de fréquences allant de 30 à 1 000 MHz nécessite une certaine attention. Les opérations de mise au point sont presque toujours critiques et les habiletés techniques sont encore, en grande partie inconnues du lecteur, parce que celles-ci ne s'imposent pas pour les circuits fonctionnant sur des fréquences plus basses. En règle générale, avec l'accroissement de la fréquence de fonctionnement et de largeur de bande, les opérations de réglage des étages amplificateurs, ainsi que des amplificateurs complets, deviennent de plus en plus critiques. Cela provient de l'importance de plusieurs facteurs comme, par exemple, les variations de la valeur des composants, les inductances et capacités parasites, etc.

La stabilité d'un amplificateur réside dans l'aptitude des différents étages et des différents composants à maintenir leurs caractéristiques malgré les vibrations mécaniques éventuelles et les variations des caractéristiques du milieu, (température, humidité, etc.). Afin d'assurer une certaine stabilité aux amplificateurs fonctionnant sur des fréquences élevées, des mesures particulières s'imposent soit pendant le projet, soit pendant la réalisation.

Il faut toujours avoir présent à l'esprit qu'une variation quelconque des caractéristiques électriques, même d'un seul composant, ou le simple mauvais contact d'un blindage, peuvent compromettre sérieusement la stabilité de fonctionnement.

La notable amplification souvent requise dans les appareils de petites dimensions, rend le problème du contrôle des réactions éventuelles particulièrement sérieux. Quoiqu'on préfère les triodes à cause de leur faible bruit, la forte valeur de la capacité grille-anode de ce tube provoque des phénomènes de réaction suffisants pour compromettre la stabilité de fonctionnement. Cela est particulièrement vrai lorsqu'on travaille dans la gamme la plus élevée des fréquences en question.

Dans de nombreux cas, on a recours aux systèmes de neutrodynage déjà connus du lecteur, afin de permettre un fonctionnement stable dans une vaste gamme de fréquences.

AMPLIFICATEURS de TENSION

Les amplificateurs de tension, ont pour rôle d'augmenter l'amplitude des signaux jusqu'à une valeur suffisante pour exciter un étage détecteur. Dans les récepteurs, dans les générateurs de signaux et dans les appareils de mesure, le facteur le plus important n'est pas la puissance disponible, mais l'amplification en tension, c'est-à-dire l'amplitude du signal considéré, conjointement au bruit de fond de l'amplificateur et aux signaux parasites d'origine extérieure, qui doivent être reduits au minimum.

Dans les émetteurs, tous les étages amplificateurs sont des étages de puissance.

Presque tous les amplificateurs de tension fonctionnent en classe A. Les facteurs très importants, qui conditionnent l'amplification en tension de chacun des étages sont les caractéristiques intrinsèques du tube employé, les impédances d'entrée et de sortie et la largeur de bande pour laquelle l'étage a été projeté. Le facteur de bruit peut être considéré comme un facteur limitant la valeur du gain en tension.

Toutefois, après les deux premiers étages des amplificateurs, le bruit est assez faible par rapport à l'amplitude du signal désiré, pour être considéré comme étant négligeable.

Dans le fonctionnement sur des fréquences allant jusqu'à 250 MHz, on peut employer des circuits similaires à ceux utilisés aux fréquences inférieures. Le gain en tension des amplificateurs ayant une bande passante de 2 ou 3 MHz est compris entre 40 et 50, à la fréquence de 30 MHz et entre 8 et 10 aux fréquences comprises entre 30 et 200 MHz.

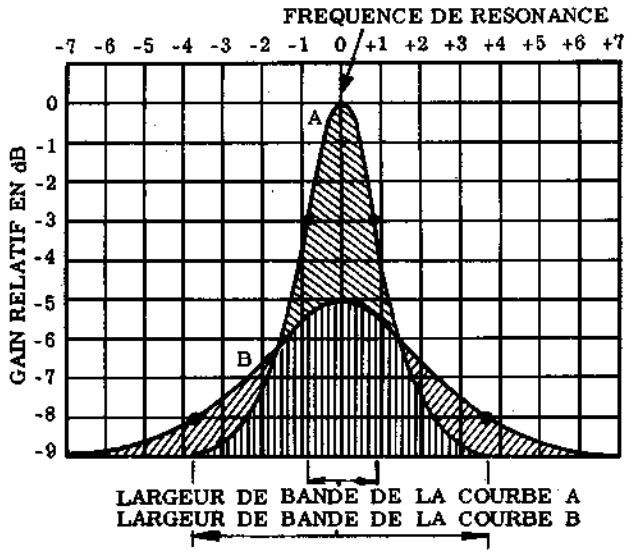


Fig. 2 - La largeur de bande augmente avec le diminution du facteur Q, cependant l'aire de deux courbes (A et B) reste la même.

Dans cette gamme de fréquences, il est possible d'utiliser, avec de bons résultats, les triodes, mais l'emploi de pentodes est plus courant. Le gain en tension d'une triode est beaucoup plus faible, c'est pourquoi l'emploi d'un plus grand nombre d'étages d'amplification est nécessaire pour pouvoir obtenir le gain total désiré. L'un des facteurs limitant l'emploi des pentodes aux fréquences élevées est le bruit élevé qui en résulte. En général, les pentodes fonctionnant sur des fréquences supérieures à 250 MHz donnent un gain en tension plus grand que les triodes.

Toutefois, à cause du bruit élevé, les pentodes ne sont pas utilisées à l'extrémité supérieure de la gamme de fréquences pour laquelle le niveau de bruit atteint approximativement celui du signal utile; cela annulerait pratiquement la réception.

Dans la gamme de fréquences qui s'étend de 300 à 1 000 MHz, l'emploi des triodes et des circuits à constantes réparties (que nous décrirons dans la leçon suivante) devient obligatoire. Il est possible d'obtenir avec les triodes un gain et un facteur de bruit relativement satisfaisants, lorsque le niveau du signal est tellement bas qu'il tend à se rapprocher du niveau du bruit engendré par les circuits.

Pour pouvoir obtenir un gain en tension, avec un facteur de bruit raisonnable, au delà de 500 MHz, il est nécessaire de faire appel à l'emploi de **circuits à lignes coaxiales**, et de triodes spéciales ayant des caractéristiques particulières.

L'une des caractéristiques des circuits à lignes coaxiales est la facilité avec laquelle il est possible d'obtenir des effets de blindage dans l'emploi des tubes avec grille à la masse.

Des tubes pentodes aptes à être utilisés dans de tels circuits, comme amplificateurs de tension, n'ont pas été construits jusqu'à présent.

Le gain en tension que l'on peut espérer obtenir avec les triodes, au moyen de circuits à lignes coaxiales ne dépasse pas, normalement, une valeur comprise entre 3 et 12.

Il est possible d'obtenir une amplification considérable à l'extrémité inférieure de la gamme, mais elle diminue rapidement avec l'augmentation de la fréquence à cause de la réduction du facteur Q du circuit et du rendement du tube.

Afin de pouvoir augmenter la largeur de bande d'un circuit résonnant il est nécessaire de diminuer Q et de réduire, ainsi, l'amplification réalisable. Cela signifie que le gain de l'étage ou du circuit est inversement proportionnel à la largeur de bande. Du moment que cette dernière augmente avec la diminution du gain, l'aire de la courbe de réponse, illustrée par la figure 2, reste toujours la même.

Pour un circuit donné, le produit entre le gain et la largeur de bande garde une valeur constante. On peut démontrer mathématiquement que, pour un étage amplificateur à accord normal, le produit du gain par la largeur de bande a pour expression:

$$GB = \frac{S}{2\pi C}$$

formule dans laquelle: G est le gain de l'étage; B, la largeur de la bande passante, en MHz; S, la pente du tube (ou transconductance), en micromohs (micro-ampères par volts) et C, la capacité parasite totale, en pF.

Considérons, par exemple, un circuit où l'on utilise la pentode 6AK5; le tube possède une transconductance de 4 500 micromohs et la capacité totale du circuit atteint 11 pF.

En remplaçant ces valeurs dans la formule, nous avons:

$$GB = \frac{4.500}{6{,}28 \cdot 11} = 65{,}2$$

Le produit du gain par la largeur de bande monte, par conséquent, à 65,2. Cela signifie que, si la largeur de bande requise est de 10 MHz, il est possible d'obtenir un gain en tension égal à 65,2 : 10 = 6,52. Si largeur de bande est de 5 MHz, il est possible d'obtenir un gain égal à 65,2 : 5 = 13,04.

Dans un amplificateur qui comporte une succession

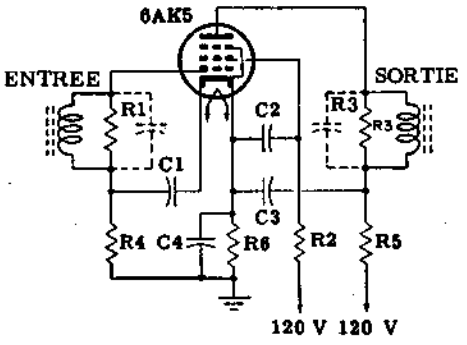


Fig. 3 - Exemple d'étage amplificateur de fréquence intermédiaire à pentode. Les résistances R1 et R3, branchées en parallèle avec les deux circuits accordés ont pour rôle d'amortir les circuits, de façon à obtenir la largeur de bande désirée.

d'étages amplificateurs en cascade, la largeur de bande globale diminue, à cause de l'accroissement de la sélectivité, ainsi que nous l'avons vu dans l'étude des amplificateurs à circuits accordés. En conséquence, la largeur de bande individuelle des étages doit être beaucoup plus grande que la largeur de bande globale, résultant de leur combinaison.

Si nous examinons la formule énoncée précédemment, nous voyons que la relation entre la transconductance et la capacité est dans ce cas, la même que celle qui exprime le facteur de mérite du tube. Il s'ensuit que, si les impédances du circuit restent constantes, le produit du gain pour la largeur de bande d'un amplificateur dépend du choix du tube.

Si ce dernier possède une transconductance élevée ou une capacité interélectrode faible, le produit GB augmente.

Le FACTEUR de BRUIT

Nous avons déjà signalé l'importance du rapport signal/bruit de fond dans un récepteur. Pratiquement, c'est lui qui limite la sensibilité.

Par définition, le facteur de bruit F d'un amplificateur est le quotient du rapport signal/bruit à la sortie.

En désignant par:

Pse, la puissance du signal à l'entrée;

Pbe, la puissance du bruit à l'entrée;

Pss, la puissance du signal à la sortie;

Pbs, la puissance de bruit à la sortie;

on a successivement: rapport signal/bruit à l'entrée: Pse/Pbe; rapport signal/bruit à la sortie: Pss/Pbs.

En faisant le quotient de ces deux rapports et en simplifiant, on trouve:

$$F = \frac{Pbs}{Pbe} \cdot \frac{Pse}{Pss}$$

or, le rapport $\frac{Pse}{Pss}$ est l'inverse de l'amplification en puissance de l'étage;

$$\frac{Pse}{Pss} = \frac{1}{Ap}$$

on a donc finalement:

$$F = \frac{1}{Ap} \cdot \frac{Pbs}{Pbe}.$$

Ainsi, le facteur de bruit est égal au produit de l'inverse de l'amplification en puissance par le rapport des niveaux de bruit à la sortie et à l'entrée.

Tant que le niveau des parasites atmosphériques est élevé, on peut négliger le bruit intrinsèque du récepteur; mais au fur et à mesure que la fréquence augmente, le bruit intrinsèque croît tandis que le niveau des parasites atmosphérique diminue.

Aux fréquences relativement basses, le rapport signal/bruit est presque toujours déterminé par les caractéristiques de l'antenne. Dans les récepteurs réalisés avec soin, cela est vrai même pour les antennes les plus simples jusqu'à la fréquence de 50 MHz, pourvu que l'antenne et l'entrée du récepteur soient convenablement adaptées au moyen de la ligne de transmission.

Avec des antennes à gain élevé, cette limite de fréquence est un peu plus élevée. Dans la gamme des VHF et surtout des UHF, la connaissance du facteur bruit est primordiale. Il est pratiquement égal à celui du premier étage du récepteur.

C'est le cas de tous les récepteurs à amplification directe et de la grande majorité des récepteurs à changement de fréquence.

Dans l'amplification d'un signal faible de la gamme comprise entre 30 et 1 000 MHz, le rapport signal/bruit est déterminé par les caractéristiques du premier étage amplificateur, puisque tous les étages successifs amplifient d'une façon égale le signal utile ainsi que le bruit; exception faite, toutefois, du cas où le second étage rem-

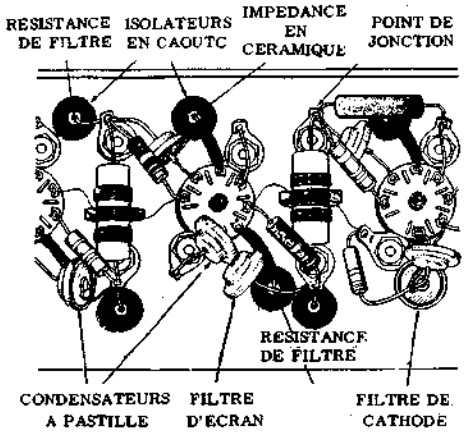


Fig. 4 - Exemple de disposition des composants dans la réalisation d'un étage du type illustré par la figure 3. Du moment que les connexions des résistances d'anode et d'écran passent à travers le châssis métallique, au moyen de passe-fils spéciaux en caoutchouc, le circuit du signal est nettement séparée du circuit d'alimentation. Observez la forme particulière des capacités, qui sont, dans ce cas, du type « bouton ».

plit les fonctions de mélangeur, parce que dans ce cas, il amène un bruit interne notablement plus élevé qu'il ne le serait si l'étage fonctionnait simplement en amplificateur. Quelquefois, l'étage mélangeur apporte un facteur de bruit si élevé qu'il est nécessaire de le faire précéder par deux étages amplificateurs à haute fréquence, afin que l'entrée de l'étage mélangeur puisse disposer d'un signal de niveau suffisamment élevé pour dépasser le niveau du bruit.

Le facteur de bruit produit par un étage déterminé dépend en partie du tube utilisé, en partie du type de circuit et aussi de la précision avec laquelle est réalisée la mise au point.

EXEMPLES d'AMPLIFICATEURS de TENSION

Il existe plusieurs versions de circuits destinés à l'amplification de tension, chacun d'eux est adapté à des applications particulières. Un circuit bien connu, utilisant des triodes, nommé « cascode », que nous décrirons d'ici peu, est particulièrement adapté à l'amplification d'un signal très faible, étant donné qu'il est caractérisé par un facteur de bruit excellent et par un gain comparable à celui d'une pentode. Par contre, l'amplificateur pentode convient mieux dans le cas où l'on peut tolérer un facteur de bruit plus élevé, parce que le produit gain x largeur de bande est assez bon par rapport à celui du circuit « cascode » et l'étage est d'une réalisation plus simple.

Amplificateur à pentode pour fréquence intermédiaire de 60 MHz

Le schéma de la **figure 3** représente un étage de ce type. On emploie une pentode du type 6AK5. Le gain est d'environ 11 dB, le facteur de bruit est passable et le montage est simple et facile à réaliser. Pour pouvoir obtenir la largeur de bande désirée,les résistances R1 et R2 sont connectées aux bornes du secondaire du transformateur d'entrée et du primaire du transformateur de sortie.

Le rapport entre le facteur Q du primaire du secondaire du transformateur inter-étage, est normalement réglé à la valeur 2,2, parce qu'on a expérimentalement établi que cette valeur est optimale.

Le tube 6AK5 est pourvu de deux broches séparées de cathode; comme on peut le noter en observant le schéma de la figure 3, l'une d'elles est utilisée pour le circuit d'entrée et l'autre pour le circuit de sortie, Cette disposition permet de diminuer l'inductance de la connexion interne de cathode et réduit le couplage entre le circuit d'entrée et celui de sortie, réduisant ainsi la réaction indésirable qui se produit lorsque la broche unique de cathode est commune aux deux circuits. Le point « froid » du circuit de grille est isolé de la masse au moyen de la résistance R4; en parallèle avec cette résistance est branchée la capacité C1.

Les circuits de plaque et d'écran sont, à leur tour, découplés par les capacités C3 et C2. C4 découple la cathode en dirigeant à la masse le signal présent aux bornes de R6.

Ainsi que nous le verrons plus loin, on utilise des résistances et des condensateurs de types particuliers. Les connexions des résistances d'anode et d'écran R5 et R2, réunies à la source de HT continue, traversent les passe-fils en caoutchouc fixés au châssis, de cette façon les circuits d'alimentation restent isolés, des circuits haute fréquence, le châssis jouant le rôle de blindage.

La **figure 4** représente la dissipation des composants adaptés à un amplificateur de ce type.

Amplificateur à triode en push-pull neutrodyné

Bien que le gain en tension des triodes soit généralement plus faible et bien que les circuits relatifs soient compliqués par l'emploi absolument indispensable de dispositifs de neutrodynage, elles sont fréquemment utilisées dans les amplificateurs de tension fonctionnant dans la gamme comprise entre 30 et 1 000 MHz, afin d'obtenir un facteur de bruit plus satisfaisant.

On emploie souvent une paire de triodes montées en « push-pull » comme étage d'entrée d'un amplificateur

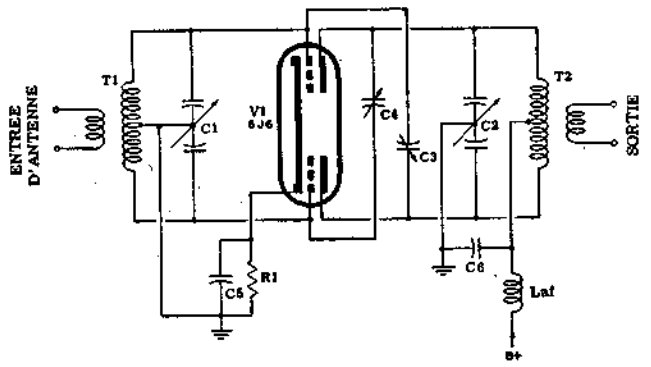


Fig. 5 - Exemple d'étage amplificateur d'antenne équipé d'une double triode, montée en « push-pull ». L'entrée qui est reliée à la ligne de transmission bifilaire, est équilibrée. C'est le condensateur C1, du type papillon, qui réalise l'accord du circuit d'entrée, de la même manière que le condensateur C2 accorde le circuit de sortie. Le rotor de ces condensateurs variables peut être relié à la masse, puisqu'il se trouve toujours à un potentiel nul par rapport aux deux signaux déphasés de 180°. Le neutrodynage est du type croisé (C3 et C4).

à haute fréquence. La **figure 5** représente un étage amplificateur de ce type, équipé d'un tube double triode 6J6. Les circuits accordés d'entrée et de sortie sont accordés au moyen des condensateurs variables C1 et C2 qui sont du type « papillon » que nous décrirons dans la leçon suivante. Le rotor de ces deux condensateurs est relié au potentiel de la masse et peut être relié au châssis, sans toutefois troubler aucunement le fonctionnement de l'amplificateur. Le condensateur de découplage C5 est normalement un condensateur céramique du type «disque». Les condensateurs de neutrodynage C3 et C4 sont croisés, c'est-à-dire que l'un des condensateur relie la grille d'un élément triode à l'anode de l'autre, suivant la méthode dont nous nous sommes déjà occupés à la page 1 007, fig. 16.

La résistance R1 doit être du type non inductif. Lorsqu'une largeur de bande considérable est requise, il est nécessaire d'ajouter une dernière résistance en parallèle avec le circuit accordé de plaque. La très petite longueur des connexions et les positions réciproques des composants intéressés, sont des facteurs de la plus haute importance.

Circuit amplificateur « cascode »

Le montage cascode permet d'obtenir un gain en tension élevé, du même ordre de grandeur que celui fourni par un tube pentode, mais avec un faible bruit de fond, égal à celui d'un seul tube triode. La **figure 6** en donne le schéma de principe. Il comporte deux tubes triodes (ou un tube double triode), dont le premier est alimenté en haute tension à travers le second. Si les deux tubes sont identiques (ce qui pratiquement, est toujours le cas), l'intensité du courant anodique de V1 est égale à celle du courant anodique de V2. De plus, le premier étage est excité normalement par la grille, alors que le second étage est monté en amplificateur « grille à la masse ». Dans ces conditions, le tube V1 est chargé par l'impédance d'entrée de l'étage « grille à la masse ».

La capacité grille-anode peut dans certaines conditions, transformer un amplificateur en oscillateur, en créant un couplage entre les circuits d'entrée et de sortie.

Dans un montage cascode, il faut neutraliser l'effet de cette capacité dans l'étage à cathode à la masse uniquement; le second étage ayant sa grille à la masse, la capacité Cg-a n'intervient pas de la même façon.

Ce circuit peut être employé dans les mêmes applications que celles de l'amplificateur à deux triodes en push-pull, par rapport auquel il offre l'avantage d'une plus grande simplicité de construction aussi bien que de mise au point.

Son fonctionnement est plus stable.

La **figure 7** représente une version plus complète du circuit « cascode » propre à être utilisé comme amplificateur radiofréquence, équipé d'une double triode du type 6BK7. Il existe aussi d'autres tubes de caractéristiques similaires, qui sont également aptes à cet emploi et qui sont pourvus d'un blindage également efficace entre les deux triodes. La cathode de V1 est reliée à la masse; la capacité C5 accorde le circuit d'entrée. L'inductance L2 présente dans le circuit de plaque est une inductance d'arrêt HF; C3 est le condensateur de neutrodynage. C2 connecte à la masse la grille de V2 au point de vue haute fréquence et la résistance R1 fournit la tension de polarisation à la grille du même étage.

La tension de plaque des deux tubes est acheminée à travers le circuit accordé de plaque constitué par C1 et par L1. La sortie est prélevée sur la plaque du tube V2.

Amplificateur à triode avec la grille à la masse

Une application courante de l'amplificateur à triode avec grille reliée à la masse est l'étage d'entrée d'amplification haute fréquence du type illustré par la **figure 8**. Le tube utilisé est du type 6J4 (type miniature) et l'on emploie comme charges des segments de ligne de transmission.

La fréquence de fonctionnement se rapproche de 400 MHz.

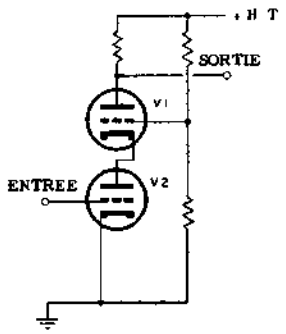


Fig. 6 - Circuit du type « cascode » constitué par deux triodes alimentées en série. V2 se comporte comme un étage classique avec cathode à la masse, dont la plaque est pourtant reliée directement à la cathode de V1; la grille de cet étage est à la masse pour la haute fréquence. La sortie est prélevée sur l'anode de V1.

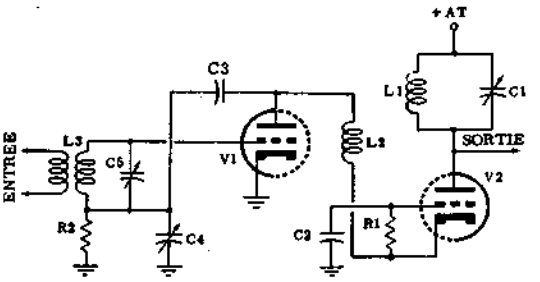


Fig. 7 Exemple d'étage amplificateur d'entrée, du type « cascode ». L2 est une inductance d'arrêt HF et C3 assure la neutralisation de la capacité grille-anode de V1. C2 met à la masse le signal présent sur la grille de V2. Le signal amplifié de sortie est prélevé sur l'anode de V2.

L'étage tout entier doit être parfaitement blindé par la partie restante du récepteur. Le signal est appliqué au circuit accordé à ligne résonnante, constitué par L1, à un point qui réalise une adaptation d'impédance correcte. Après ce circuit accordé, le signal est couplé à la cathode du tube, laquelle est isolée de la plaque grâce à l'effet de blindage de la grille reliée à la masse.

Les condensateurs C3 et C5 découplent la tension de polarisation obtenue par la cathode: C4 et C6 filtrent, au contraire, la tension qui alimente le filament.

La résistance R2 qui est branchée aux bornes de C5, fournit la tension de polarisation de grille. Le condensateur CV3 accorde la ligne.

Le signal de sortie est transmis à travers les condensateurs C1 et C2 de l'anode à la ligne L2, laquelle est à son tour accordée au moyen du condensateur CV2. La résistance R1 doit amortir les oscillations parasites.

L'utilisation de segments de lignes résonnantes réduit l'effet de l'inductance des liaisons et des capacités parasites à une valeur qui peut être considérée comme négligeable. La capacité entre la plaque et la cathode, relativement faible et l'effet de blindage de la grille, permettent l'utilisation du circuit sans que des oscillation parasites ne se produisent et sans qu'on fasse appel aux dispositifs de neutrodynage.

Les amplificateurs de tension que nous avons décrits jusqu'à présent sont ceux qui sont le plus souvent utilisés dans les récepteurs fonctionnant sur les gammes d'ondes très courtes et ultracourtes, ou dans les émetteurs travaillant dans les mêmes gammes. Ils peuvent être, en effet, selon leurs caractéristiques et selon les besoins, utilisés pour amplifier les signaux faibles provenant d'une antenne, afin que ceux-ci puissent atteindre l'obtention d'un rapport signal/bruit élevé, ou bien pour augmenter l'amplitude des oscillations engendrée par un maître oscillateur, afin qu'elle puissent atteindre une valeur propre à exciter un étage de puissance (final). Evidemment, pour les étages de puissance dont nous venons de parler, il est aussi indispensable de prendre des mesures particulières pour obtenir une bonne stabilité et un bon rendement sur les fréquences élevées.

Examinons donc quelles sont les caractéristiques essentielles d'un étage final de puissance.

AMPLIFICATEURS de PUISSANCE

Dans les amplificateurs de puissance haute fréquences, l'impédance de charge est normalement réglée à une valeur qui permette au tube (ou aux tubes) de fonctionner avec un rendement élevé. La valeur de l'impédance de charge nécessaire à l'obtention d'une amplification en puissance élevée, est toujours beaucoup plus basse que celle nécessaire pour obtenir une grande amplification en tension et la tension à haute fréquence qui se développe aux bornes de la dite charge est relativement faible. Par contre, le courant à haute fréquence qui circule dans le circuit est relativement élevé, justement à cause de la faible valeur de l'impédance de charge; en conséquence, tous les éléments et les liaisons intéressant le courant de sortie doivent être capables de le supporter sans provoquer une dissipation excessive de l'énergie sous forme de chaleur.

Quoique les amplicateurs de puissance puissent fonctionner dans toutes les classes (A, B, etc.), presque tous ceux destinés aux fréquences élevées, fonctionnent en classe B ou C et cette dernière est, en général, la plus utilisée. Cela est possible parce que, nous le savons, la distorsion harmonique du signal peut être tolérée et, dans certains cas, elle est même désirée (cas des étages multiplicateurs de fréquence). Du moment que ces amplificateurs accusent un courant de grille, il faut fournir à ce dernier circuit une certaine puissance. Les amplificateurs de ce type, fonctionnant sur les fréquences dont nous nous occupons, peuvent être utilisés comme multiplicateurs de fréquence, ainsi que comme étages pilotes et, enfin, comme étages finaux. On peut aussi les employer dans les générateurs de signaux et dans d'autres appareils utilisés en électronique.

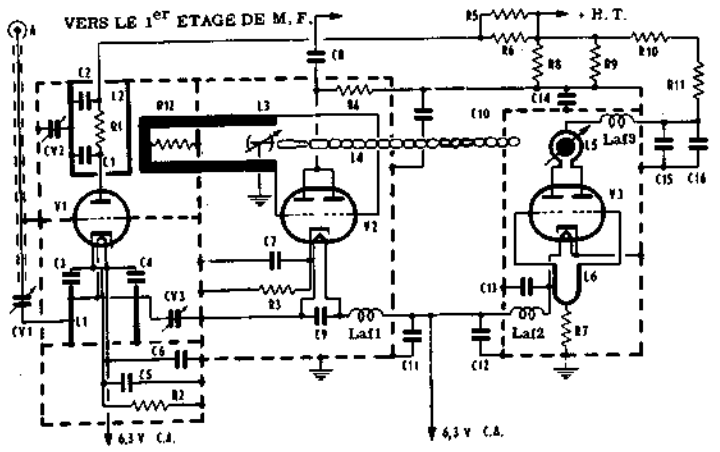


Fig. 8 - Exemple d'amplificateur d'entrée, du type « grille à la masse », utilisant des circuits accordés à ligne résonnante, et fonctionnant sur des fréquences allant jusqu'à 400 MHz. La grille de V1 est sur des fréquences à la masse, et elle sépare la cathode (à laquelle le signal d'entrée est appliqué à travers L1), de la plaque. V2 et V3 sont les deux étages suivants, ils utilisent eux aussi, des circuits à ligne. Remarquez le blindage entre les différents étages. Les caractéristiques sont telles qu'aucun nuetrodynage n'est nécessaire.

Un amplificateur de puissance modulé en amplitude, peut fonctionner avec des puissances d'entrée plus élevées que celles nécessitées par une modulation de fréquence.

Comparaison entre les types de tubes

Nous considérons seulement, ici, les caractéristiques des tubes qui exercent une influence importante sur le fonctionnement en amplification de puissance. Les caractéristiques de fonctionnement énumérées ne tiennent pas compte des pertes inévitables qui se produisent dans les tubes eux-mêmes ainsi que dans les circuits associés; elles sont par conséquent plus poussées que celles que l'on peut mesurer dans les applications pratiques.

L'amplification en puissance est, nous l'avons déjà vu, le rapport entre la puissance effective recueillie à la sortie et la puissance appliquée à l'entrée. Le gain en puissance d'une triode amplificatrice est, à l'égard des signaux à haute fréquence, plutôt réduit, et, normalement, il est compris entre 5 et 50. L'amplification fournie par une tétrode est, au contraire, comprise entre 10 et 200 et celle d'une pentode, entre 50 et 300. Toutefois, à l'égard des fréquences comprises entre 30 et 1 000 MHz, il existe peu de types de pentodes qui soient capables de fournir l'amplification qui peut être obtenue avec certaines tétrodes ou triodes, en particulier vers l'extrémité supérieure de la gamme des U.H.F. Le gain théorique pour tous les tubes est beaucoup plus élevé, et monte jusqu'à 1 000 ou encore plus pour les pentodes, mais de telles valeurs ne sont pas réalisables dans la pratique.

L'amplification maximum réalisable avec un tube donné, qu'il soit du type triode, tétrode ou pentode, diminue avec l'accroissement de la fréquence du signal amplifié.

Du moment que l'amplification d'une triode est inférieure à celle d'une tétrode et d'une pentode, il est nécessaire de fournir à la grille de ce type de tube un signal de puissance beaucoup plus élevée, afin d'obtenir la même puissance de sortie que l'on obtiendrait dans le cas d'une tétrode ou d'une pentode, avec un signal d'entrée plus petit. En pratique, la puissance d'excitation nécessaire pour les tétrodes et pour les pentodes, est de l'ordre du 10% de celle requise par les triodes. Pour ce type de tube, elle peut descendre à une valeur comprise entre 1 et 3 watts, bien que le niveau du signal d'entrée nécessaire augmente avec la fréquence.

Le rendement équivaut au rapport entre la puissance recueillie en sortie et la puissance fournie par l'alimentation continue et s'exprime en pour-cent. Dans la gamme de fréquences que nous examinons, le rendement peut être considéré comme étant égal pour les trois types de tubes. Il varie normalement de 75 à 80% pour les fréquences plus basses et environ 30% pour les fréquences plus élevées.

Afin d'obtenir un fonctionnement stable au-delà de 100 MHz, il est nécessaire d'améliorer le plus possible la séparation électrique des circuits d'entrée et de sortie, dans le but d'éliminer les réactions. Nous avons vu que le recours à l'amplificateur « grille à la masse » constitue l'une des solutions à ce problème. Quoique la grille puisse avoir un potentiel inférieur (plus négatif) à celui de la masse, elle peut cependant être directement à la masse au point de vue du signal alternatif; dans ce cas, elle se comporte exactement comme un écran entre la cathode et la plaque, tout comme nous l'avons vu à propos des circuits des **figures 7 et 8**. Le signal d'entrée est appliqué au circuit de cathode, et cette dernière doit avoir un potentiel supérieur à celui de la masse d'un total équivalent à l'amplitude de tension du signal.

Dans ce cas, la grille devient commune aux circuits d'entrée et de sortie.

Un circuit de ce type nécessite une puissance d'excitation plus grande que dans le cas de l'amplificateur à cathode commune, ce qui complique en un certain sens la réalisation des étages précédents. En outre, si l'étage est modulé, il est nécessaire que celui qui le précède le

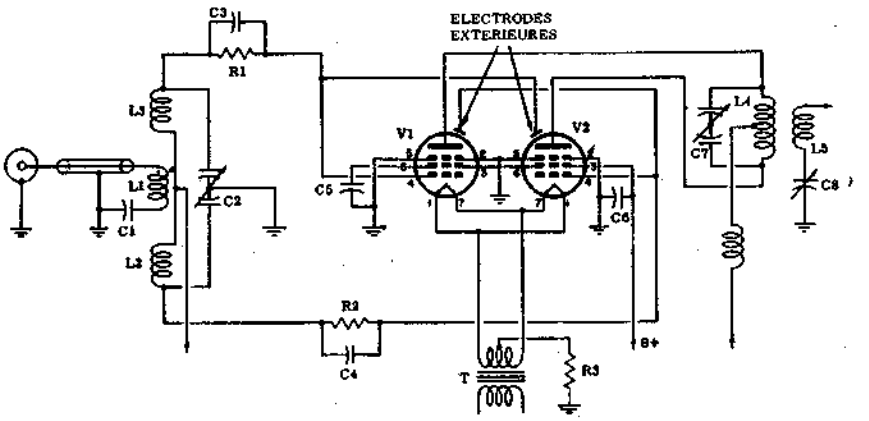


Fig. 9 - Circuit d'un amplificateur de puissance apte au fonctionnement sur les fréquences élevées, jusqu'à 100 MHz. On emploie deux pentodes montées en «push-pull». Le gain en puissance est égal à 5. Observez le système de neutrodynage, que l'on obtient au moyen de deux électrodes extérieures aux tubes.

soit aussi, afin de pouvoir utiliser entièrement la puissance de la porteuse (modulation à 100%). Ceci est vrai puisqu'une partie de la puissance d'excitation fournie au circuit d'entrée d'un amplificateur « grille à la masse », se manifeste dans le circuit de sortie sous forme de puissance utile.

Dans les gammes de fréquences comprises entre 30 et 450 MHz, on préfère utiliser des triodes à cause de leur robustesse et de la simplicité de leurs circuits, bien qu'elles aient une sensibilité inférieure à celle des tubes multigrilles; et que des dispositifs de neutrodynages soient normalement nécessaires. Les tétrodes et les pentodes permettent une amplification en puissance plus grande, mais elles sont plus facilement détériorées par une surcharge éventuelle.

Dans les étages modulés en amplitude, nous savons qu'afin d'obtenir un rendement meilleur et une distorsion plus petite, il est nécessaire de moduler à la fois par l'anode et par la grille-écran. Il est possible, jusqu'à la fréquence de 75 MHz, d'utiliser les composants à constantes localisées dans les circuits de grille ainsi que dans ceux de plaque. En outre, dans les circuits à triodes, on a souvent recours à l'emploi de tubes doubles, fonctionnant en opposition de phase, étant donné que le montage symétrique fait en sorte que le neutrodynage et la stabilité soient meilleurs.

Les amplificateurs de puissance fonctionnant au-delà des 400 MHz sont basés presque exclusivement sur l'emploi de circuits à lignes coaxiales. Les types de tétrodes et de pentodes pouvant fonctionner en amplificateurs de puissance sur de telles fréquences, avec un bon rendement, sont très rares.

Toutefois, leur gain en puissance considérable et leur grande facilité de neutrodynage, donnent à ces tubes la préférence pour toutes les fréquences sur lesquelles ils peuvent fonctionner.

Actuellement, les triodes sont employées beaucoup plus fréquemment que les tétrodes et les pentodes, au-delà de 500 MHz, en particulier lorsqu'une puissance de sortie supérieure à quelques watts est requise. En ce qui concerne les circuits, on utilise habituellement des étages finaux simples, ainsi que ceux en « push-pull » à liaisons par lignes coaxiales.

Lorsqu'on veut réaliser un amplificateur de puissance pour fréquences élevées, il est nécessaire de prendre dûment en considération la puissance que l'on désire obtenir, la puissance d'excitation dont on dispose, les dimensions et le poids admissibles, les exigences d'alimentation, la gamme de fréquences, le type de fonctionnement (intermittant ou continu par périodes assez longues) et la sécurité de fonctionnement nécessaire. Quelques unes de ces caractéristiques sont souvent en contradiction entre elles, c'est pourquoi des choix particuliers sont nécessaires. La **figure 9** représente un modèle d'amplificateur de puissance apte au fonctionnement dans la gamme comprise entre 70 et 100 MHz. Il s'agit de deux tubes du type 4E27A (pentodes) utilisés dans un montage « push-pull ». Le dispositif sert, en particulier, à augmenter la puissance d'un émetteur de 50 à 250 watts.

L'amplificateur peut être accordé sur une fréquence comprise entre 70 et 100 MHz. Le signal d'excitation à radiofréquence est transmis par un câble coaxial, qui l'applique à l'inductance L1 : celle-ci est à son tour couplée inductivement au circuit accordé équilibré constitué par L2 et L3 montées en série. Le neutrodynage est réalisé au moyen de deux électrodes extérieures aux tubes.

La tension anodique de ces tubes atteint environ 2 000 volts, et la tension d'écran est portée à une valeur de 450 volts. Tous les composants sont disposés d'une manière telle que les connexions soient les plus courtes possibles; les condensateurs de découplage, en particulier C5 et C6 pour la grille-écran, sont placés le plus près possible des broches du tube. Au point commun à L2 et L3, est appliquée une tension de polarisation d'environ 100 volts (en l'absence de signal). En présence du signal, une tension supplémentaire se développe aux bornes des circuits constitués par R1C3 et R2C4.

Leçon n° 146

La TECHNIQUE des ONDES TRES COURTES et ULTRA COURTES

Nous venons d'examiner les principes généraux qui différencient la technique des circuits des appareils fonctionnant dans la gamme comprise entre 30 et 1 000 MHz, de celle des appareils fonctionnant sur les fréquences inférieures. Les différences signalées ne se limitent pas seulement aux circuits mais elles s'étendent aussi aux composants nécessaires à leur réalisation. La structure et les dimensions de ces composants doivent être adaptées à la valeur très élevée des fréquences en question.

L'expression **composants de circuit**, ne s'applique, en régle générale, qu'aux seuls éléments qui remplissent une fonction électrique déterminée dans le circuit dont ils font partie; par conséquent, ils n'ont rien à voir avec ceux qui jouent un rôle de caractère exclusivement mécanique. Les tubes, les condensateurs, les résistances, les inductances, les transformateurs, les potentiomètres, sont des éléments de circuit; au contraire, les liaisons électriques, bien qu'elles remplissent une fonction électrique par excellence, ne peuvent pas être considérées comme des éléments de circuit (pourvu qu'elles présentent une impédance négligeable aux courants de très hautes fréquences).

L'une des caractéristiques essentielles d'un circuit est que l'impédance peut être de valeur faible ou élevée, elle peut, en pratique, se comporter comme une simple résistance ohmique, ou comme une résistance de nature complexe. Dans ce dernier cas, il s'agit de composants qui opposent au signal une réactance ainsi qu'une résistance ohmique pure: la réactance peut, enfin, être soit inductive, soit capacitive.

Les éléments de circuit qui fournissent une valeur déterminée d'impédance, d'une nature donnée, peuvent être constitués par des composants à constante localisée (comme par exemple, une résistance, une capacité ou une inductance qui sont matérialisées par un élément résistif, un condensateur ou une bobine et qui sont mesurables entre les deux bornes de ces composants) par des **composants à constantes réparties**, dans lesquels la valeur de R-L ou C n'est pas concentrée en un point donné ou dans un espace donné, mais uniformément répartie sur toute la longueur. Théoriquement, en ce qui concerne leurs caractéristiques électriques intrinsèques, les deux types de composants peuvent être utilisés dans les équipements fonctionnant sur une fréquence quelconque, allant de la plus basse de la gamme acoustique jusqu'aux plus élevées de la gamme radioélectrique. Il existe, cependant, des facteurs, comme par exemple les dimensions maximales admissibles, qui, pour chaque type, limitent la gamme de fréquences pour laquelle le fonctionnement est satisfaisant.

Dans la gamme de fréquences qui nous occupe ici (V.H.F. et U.H.F.) on emploie soit des composants à constantes localisées, soit des composants à constantes réparties. Les premiers nous sont déjà connus et, d'ailleurs, nous nous en occuperons plus loin; examinons maintenant les seconds qui sont bien plus caractéristiques de cette gamme de fréquences.

ELEMENTS à CONSTANTES REPARTIES

Dans la gamme de fréquences très élevées, on a souvent recours à l'emploi de lignes résonnantes, jouant le rôle de circuits accordés et cela, soit dans les circuits de grille, soit dans ceux de plaque des tubes amplificateurs ou oscillateurs. Ces circuits sont aussi adaptés à la réalisation de filtres passe-bande, de transformateurs d'impédance, de couplages entre les étages symétriques ou non symétriques, d'inverseurs de phase, etc.

Il est possible d'utiliser dans ces applications des segments de câbles coaxiaux ou de lignes de transmission communes aux conducteurs parallèles du type adopté pour relier les antennes aux émetteurs ou aux récepteurs. Mais il est plus avantageux d'utiliser des segments de lignes en tube de cuivre ou d'aluminium, du type illustré par la **figure 1**, qui permettent une puissance d'utilisation maximum, un facteur de surtension Q plus élevé et une stabilité notablement plus grande, grâce à la résistance mécanique supérieure.

L'utilisation de ces circuits est actuellement généralisée dans les équipements fonctionnant en V.H.F. ou en U.H.F., étant donné que le rendement et la stabilité obtenus se sont avérés plus satisfaisants que ceux que l'on obtient par des circuit à constantes localisées.

LIGNES UTILISEES COMME CIRCUITS RESONNANTS PARALLELES

Lorsqu'on travaille sur les fréquences supérieures à 50 MHz, les difficultés que l'on rencontre dans l'utilisation des circuits résonnants à constantes localisées, constitués d'une bobine et d'un condensateur sont telles qu'elles rendent nécessaires l'adoption d'autres circuits.

Les lignes résonnantes quart d'onde en court circuit et les lignes demi-onde ouvertes, se comportent comme des circuits résonnants parallèles. Toutes les

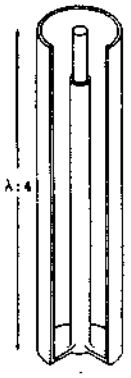


Fig. 1 - Ligne résonnante tabulaire, avec conducteur central.

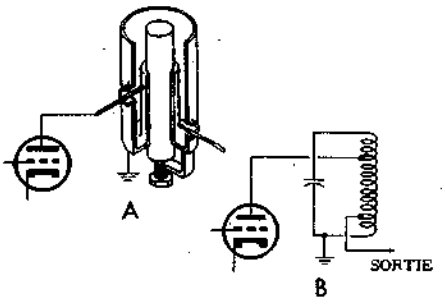


Fig. 2 - En A, l'emploi d'un circuit à ligne résonnante comme circuit accordé de sortie d'un étage. En B, est représenté le circuit électrique équivalent.

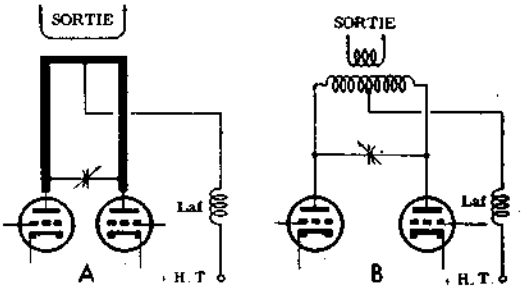


Fig. 3 - En A, emploi d'une ligne résonnante à fils parallèles, comme circuit accordé de sortie d'un étage « push-pull ». En B, représentation schématique du circuit équivalent.

deux possèdent en outre un Q élevé. Celle-ci se comporte comme une impédance de 264 000 ohms.

Au voisinage de la fréquence de résonance, la courbe d'impédance des deux types de lignes que nous venons de citer est tout à fait similaire à celle des circuits résonnants parallèles constitués par des composants L et C de type conventionnel. La différence de comportement des deux types de circuits se manifeste, par contre, pour les fréquences supérieures ou inférieures à celle de résonance, parce que la réactance d'une ligne de transmission dépend du phénomène de réflexion à la suite duquel les ondes stationnaires prennent naissance (à ce propos, le lecteur se rappellera la leçon 122), et non des valeurs de l'inductance et de la capacité.

Les lignes résonnantes peuvent être utilisées comme des circuits accordés dans les étages simples ainsi que dans les étages « push-pull », selon les caractéristiques particulières de l'application. On dit qu'une ligne de transmission, un circuit quelconque ou une partie quelconque d'un circuit est du type symétrique, lorsqu'il se compose de deux ou plusieurs sections qui fontionnent avec un potentiel égal et symétrique par rapport à la masse, comme cela se passe dans les circuits d'entrée et de sortie d'un étage « push-pull ». Par contre, dans une ligne ou dans un circuit du type non symétritrique, il y a une section unique qui fonctionne avec un potentiel inférieur ou supérieur à celui de la masse.

Dans une ligne de transmission employée correctement, la périphérie du conducteur extérieur ne conduit pas de courant à haute fréquence, c'est pourquoi elle peut être reliée à la masse. La périphérie du conducteur intérieur possède un potentiel supérieur à celui de la masse et présente en outre, par rapport à cette dernière, une impédance relativement élevée (voir **figure 2-A**. La figure 2-**B** représente le circuit simplifié d'un étage conventionnel avec la sortie accordée sur une fréquence déterminée. Pour cette raison, les lignes coaxiales du type non symétrique, comme celle illustrée par la figure, trouvent des applications dans les étages simples. Dans les lignes de transmission à conducteurs parallèles, du type illustré par la **figure 3-A**, les conducteurs sont parcourus par le courant, ils ont un potentiel supérieur à celui de la masse et présentent la même impédance par rapport à la masse. En conséquence, ces lignes sont du type symétrique et, pour cela, conviennent à l'emploi dans les étages fonctionnant en push-pull. La figure 3-**B** représente un circuit équivalent.

Dans les deux types de circuits symétriques ou non symétriques, la ligne se comporte, par rapport aux fréquences de résonances, comme une résistance pure de valeur élevée à l'égard de la source d'énergie.

Le circuit résonnant à deux conducteurs est généralement utilisé dans la gamme de fréquences comprise entre 50 et 300 MHz. Toutefois, avec une ligne de transmission du type bifilaire, il peut se produire des pertes par rayonnement, particulièrement à l'égard des fréquences les plus élevées. Cela diminue la valeur effective du facteur de surtension Q et la valeur de l'impédance correspondant à la fréquence de résonance, ce qui entraîne une réduction du gain d'amplification lorsque la fréquence augmente.

Du moment que les lignes coaxiales comportent une gaîne blindée, les pertes par rayonnement sont fortement réduites, c'est pourquoi la diminution de Q devient négligeable. Par contre, la ligne de transmission coaxiale présente l'inconvénient d'un réglage difficile lors de la mise au point.

Le comportement des lignes résonnantes fonctionnant comme des circuits accordés parallèles, diffère de celui des circuits équivalent réalisés au moyen de composants à constantes localisées, par la réponse aux harmoniques de la fréquence de résonance. Par exemple, un segment quart d'onde d'une ligne en court-circuit, se comporte comme un circuit résonnant parallèle à l'égard de la fréquence de résonance; cependant, à l'égard d'une fréquence double (c'est-à-dire du second harmonique), il se comporte comme un circuit résonnant série. La courbe de l'impédance illustrée par la **figure 4** montre qu'une portion d'une ligne de transmission présente une impédance qui est alternativement maximum et minimum par rapport à chaque harmonique de la fréquence fondamentale de résonance.

En réalité, la courbe ne représente pas exactement ce comportement à cause du phénomène suivant: le

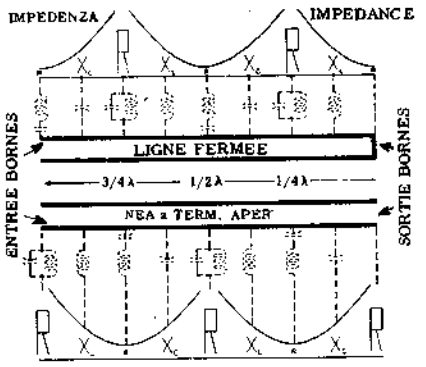


Fig. 4 - Variations du comportement de deux types de lignes, à l'égard de la fondamentale et des harmoniques.

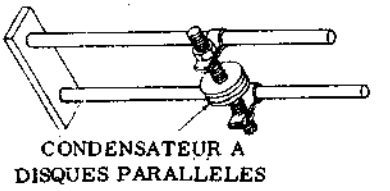


Fig. 5 - Capacité à disques parallèles, reliée à une ligne à fils parallèles.

côté ouvert d'un segment de ligne résonnante, fonctionnant sur une fréquence harmonique, se comporte comme si la longueur physique des conducteurs était augmentée d'une fraction de la longueur d'onde. C'est pour cette raison que la ligne ne résonne pas exactement sur la seconde harmonique, mais plutôt sur une valeur légèrement supérieure.

Si l'on emploie un composant réactif à constante localisée, branché en parallèle avec la ligne afin d'effectuer le réglage, l'effet précédent augmente. Lorsqu'on doit accorder une ligne, on fait souvent appel à l'emploi d'un condensateur variable du type illustré par la **figure 5**, afin d'éviter que la longueur physique effective de la ligne ne soit altérée. La présence d'un tel condensateur diminue encore la longueur effective de la portion résonnante, réduisant ainsi l'encombrement du circuit accordé.

Afin d'accorder les circuits à ligne résonnante, on peut utiliser d'autres méthodes, comme par exemple celles représentées en A, B et C de la **figure 6**.

Les lignes bifilaires doivent avoir entre les deux conducteurs une distance ne dépassant pas la dixième partie de la longueur d'onde de résonance, parce que, dans le cas contraire, les pertes par rayonnement peuvent devenir excessives. La distance très réduite entre deux conducteurs de diamètre considérable introduit aussi des pertes dûes aux courants parasites et, si la puissance mise en jeu est grande, on risque en plus le danger de l'amorçage d'un arc par décharge électrique. Pour cette raison, la distance la plus petite doit être égale au moins au double du diamètre des conducteurs.

Si l'accord est réalisé en déplaçant un cavalier de court-circuit, comme le montre la **figure 7**, le dit cavalier doit présenter vis-à-vis des deux conducteurs la plus petite résistance de contact, étant donné qu'une valeur résistive considérable réduirait fortement le facteur de qualité Q du circuit. Si au contraire, on utilise une capacité en parallèle, le cavalier doit présenter la plus petite inductance répartie et des pertes aussi réduites que possible. La méthode la plus simple pour maintenir la valeur de Q la plus élevée possible, consiste à fixer les armatures directement aux conducteurs de la ligne, comme on peut l'observer sur la figure 5: cela élimine la nécessité d'introduire un diélectrique solide dans le champ électrique existant entre les armatures.

La ligne coaxiale peut être accordée en déplaçant un disque de court-circuit (voir A de la figure 6), ou bien en faisant varier la longueur du conducteur central, formé de parties dont l'une est coulissante, comme le montre la section B de la même figure. Une troisième méthode consiste à utiliser un condensateur à disques parallèles, comme l'indique la figure 6-C. Il peut être relié à l'extrémité ouverte de la ligne, ou bien en un point intermédiaire de la ligne, avec l'avantage d'une réduction assez faible du facteur de surtension du circuit. Si l'on emploie la méthode du disque de court-circuit, ce dernier doit s'adapter parfaitement à la surface interne du conducteur extérieur, c'est-à-dire qu'il doit présenter la plus petite résistance de contact.

Couplage au moyen de lignes résonnantes - Si la ligne résonne sur toute sa longueur, l'entrée ainsi que la sortie peuvent s'effectuer en un point d'impédance quelconque le long de la ligne elle-même. On a fréquemment recours à cela pour pouvoir adapter l'impédance, exactement comme cela se passe dans les bobines conventionnelles à prises intermédiaires.

Dans le cas où un couplage inductif avec un circuit à ligne bifilaire est nécessaire, on utilise une spire de couplage. Du moment que le champ haute fréquence qui existe autour du circuit résonnant à ligne bifilaire n'est pas délimité, la spire de couplage peut être située à la distance nécessaire pour obtenir le degré de couplage convenable.

Le couplage inductif avec un circuit à ligne coaxiale est, au contraire, mécaniquement plus compliqué, parce que le champ qui existe est presque entièrement confiné à l'intérieur du conducteur extérieur. Dans ce cas, on introduit une petite spire dans le conducteur cylindrique, à travers un trou: Dans un tel cas, on prévoit souvent la possibilité de faire tourner la spire pour permettre le réglage du degré de couplage. En effet, lorsque le plan de la spire forme un angle droit avec le champ(on a le degré de couplage le plus élevé;

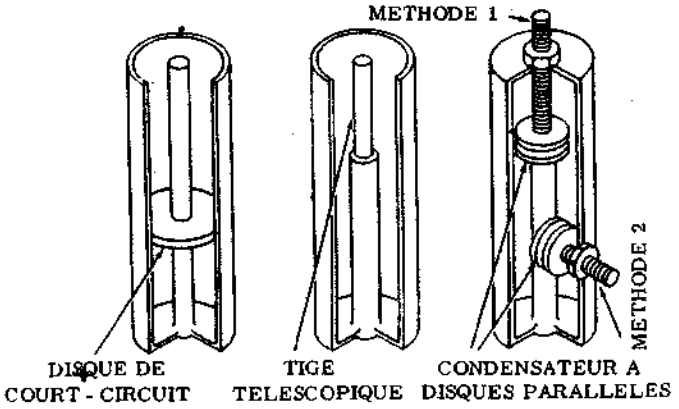


Fig. 6 - En A, l'accord est effectué en déplaçant le disque de court-circuit, qui fait varier la longueur de la ligne. En B, il est obtenu en faisant varier la longueur du conducteur central. En C, deux méthodes pour réaliser l'accord au moyen d'une capacité à disques parallèles.

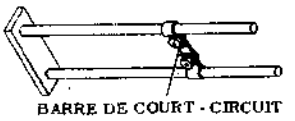


Fig. 7 - Accord au moyen du déplacement d'un cavalier de court-circuit déplaçable le long de la ligne.

inversement, lorsque le plan de la spire est parallèle au champ, le couplage est minimum, et serait même nul, si un certain couplage dû à l'inévitable capacité entre la spire et le conducteur intérieur n'existait pas.

Les impédances dans les circuits à tube - Les caractéristiques de fonctionnement des tubes thermoïoniques sont telles que souvent des impédances de valeurs élevées sont nécessaires dans les circuits de grille, de plaque ou de cathode, soit pour l'amplification, soit pour la production d'oscillations.

Les circuits à la ligne résonnante sont d'un emploi fréquent dans les équipements fonctionnant sur des fréquences comprises entre 30 et 1 000 MHz, à cause du fait, d'ailleurs déjà signalé qu'il est plus facile d'obtenir des valeurs élevées de Q qu'au moyen de composants à constantes localisées.

La **figure 8** représente un type de circuit « push-pull » à faible puissance, dans lequel on utilise un circuit à ligne résonnante demi-onde. Il s'agit d'une combinaison d'un étage oscillateur et amplificateur propre au fonctionnement sur des fréquences de l'ordre de 400 MHz. Le circuit à ligne résonnante demi-onde, utilisé comme impédance de charge de l'anode, présente une impédance élevée à l'extrémité et une impédance faible au centre électrique (voir figure 4).

La tension continue d'alimentation est appliquée au point intermédiaire à basse impédance, à travers deux résistances de 100 ohms qui ont pour tâche de contribuer à l'amortissement des oscillations parasites. Les plaques du tube sont, au contraire, reliées à un point correspondant à une valeur d'impédance expressément élevée aux bornes d'entrée de la ligne. Celle-ci est accordée sur la fréquence exacte de résonance au moyen de condensateurs reliés aux bornes de sortie. Afin de coupler l'antenne à la ligne résonnante, on fait appel à une spire de couplage.

La stabilité et le rendement de l'amplificateur dépendent fortement du facteur de surtension du circuit accordé. En utilisant dans ce dernier une portion de ligne résonnante, le Q augmente de 2 à 5 fois par rapport à la valeur que l'on pourrait obtenir en utilisant un circuit accordé constitué par une inductance et des condensateurs du type conventionnel, fonctionnant sur la même gamme de fréquences et avec le même circuit.

Quoique le circuit illustré par la figure soit du type symétrique, il est possible d'obtenir le même facteur de surtension, la même stabilité et le même rendement, au moyen d'un amplificateur à tube simple dans lequel le circuit accordé est formé par une portion de ligne coaxiale résonnante, non symétrique.

Les lignes résonnantes quart d'onde ouvertes et les lignes résonnantes demi-onde en court-circuit, se comportent comme des circuit résonnants séries vis-à-vis des fréquences de résonance. La section A de la figure 9 représente le premier type, la section B représente le circuit équivalent à composants conventionnels et la section C représente le second type. L'impédance d'entrée, « vue » de la source d'énergie appliquée aux bornes 1 et 2, est de faible valeur vis-à-vis de la fréquence de résonance, et se comporte toujours comme une résistance ohmique pure. Si des pertes, inévitables dans le circuit à ligne résonnante, n'existaient pas la valeur de Q serait infinie et l'impédance d'entrée serait nulle.

Au moyen de lignes à faibles pertes, on obtient un facteur de surtension élevé, avec pour conséquence, une impédance d'entrée proche de zéro. Par rapport à la source d'énergie, la ligne se comporte, en pratique, comme un court-circuit.

L'effet de résonance série est le même, aussi bien dans les lignes bifilaires que dans les lignes coaxiales. Toutes les deux diffèrent des lignes résonnantes parallèles uniquement par le fait que le type quart d'onde est ouvert tandis que le type demi-onde est court-circuité à une extrémité. Par contre, les considérations relatives au facteur de surtension, aux systèmes d'accord, aux dimensions, aux méthodes de couplage, etc., sont les mêmes que celles énumérées à propos des lignes résonnantes parallèles.

Applications pratiques

On peut, au moyen d'une ligne quart d'onde, transformer une impédance quelconque Zr en une impé-

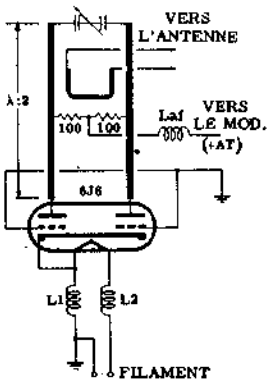


Fig. 8 - Circuit amplificateur « push-pull » qui emploie une ligne résonnante demi-onde, propre au fonctionnement sur des fréquences de l'ordre de 400 MHz. L'impédance de la ligne résonnante est élevée aux extrémités et faible au centre. Le couplage à l'antenne est obtenu au moyen d'une spire.

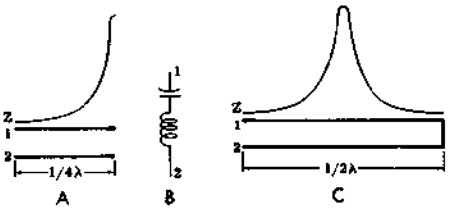


Fig. 9 - En A, réponse d'une ligne résonnante ouverte quart d'onde. En B, circuit équivalent et, en C, réponse d'une ligne résonnante demi-onde en court-circuit. Comme on peut le voir, en A l'impédance est maximum à une extrémité et, en C, elle est maximum au centre.

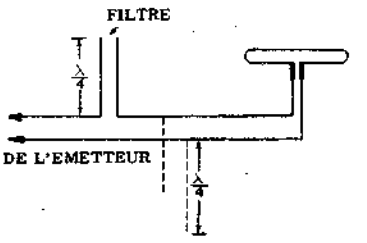


Fig. 10 - Elimination des harmoniques pairs au moyen de l'insertion d'une ligne résonnante quart d'onde ouverte, le long de la ligne de transmission.

dance Zo plus grande ou plus petite, suivant la valeur de l'impédance caractéristique de la ligne. La ligne quart d'onde joue donc le rôle d'un adapteur d'impédances, tout comme un transformateur. Une application très courante d'une ligne quart-d'onde en court-circuit, réside dans l'élimination des harmoniques entiers pairs, à l'émission.

La **figure 10** montre la façon d'éliminer pratiquement les harmoniques pairs de la ligne de transmission à l'antenne, au moyen d'un circuit à ligne résonnante quart d'onde ouverte, placé sur un côté de la ligne principale. Cette section quart d'onde, comme on peut le noter en observant la **figure 11**, présente une impédance faible et n'empêche pas le passage du signal de fréquence fondamentale (A). Toutefois à partir de la seconde harmonique, la longueur d'onde diminue de la moitié, pour cette raison la même section de ligne devient une ligne demi-onde ouverte, laquelle se comporte comme un circuit résonnant parallèle (B). De cette façon, à l'égard de la seconde harmonique seule une impédance infinie est insérée en série avec la ligne principale, laquelle empêche le passage du signal.

A l'égard du quatrième harmonique, le dispositif devient une section à longueur d'onde entière et à l'égard d'un harmonique quelconque d'ordre pair on a toujours un multiple de la demi-longueur d'onde; on a donc un comportement analogue à celui de la section demi-onde qui bloque les fréquences indésirées.

A l'égard des harmoniques impairs, la même section de ligne résonnante devient un multiple de la section de base quart d'onde, et offre une valeur faible d'impédance qui permet le passage. Si on veut éliminer ces dernières aussi, il faut faire appel à une autre méthode, parce qu'un essai quelconque d'utilisation d'un circuit à ligne résonnante dans ce but provoque des pertes excessives vis-à-vis de la fréquence fondamentale. Heureusement la troisième harmonique, qui est en général la plus ennuyeuse, peut être éliminée dans le circuit accordé à ligne résonnante de l'amplificateur final, au moyen d'une charge capacitive ou bien en pratiquant sur le circuit accordé des prises intermédiaires. Une autre application curieuse, voire inattendue d'une ligne λ/4 est l'isolateur métallique.

En effet, puisqu'une ligne quart d'onde court-circuitée à une extrémité a une impédance d'entrée infinie, on peut l'utiliser comme isolateur. Cette méthode d'isolement est très utilisée dans la technique des hyperfréquences pour lesquelles une ligne quart-d'onde a une faible longueur et une bonne rigidité mécanique. Bien entendu, l'isolement n'est valable que pour une seule fréquence. On peut tout aussi bien utiliser une ligne de longueur égale à un **nombre impair** de quart d'onde: 3 λ/4; 5 λ/4; etc...

ELEMENT à CONSTANTES LOCALISEES

Nous avons déjà vu que ces éléments sont ainsi définis parce que leur caractéristique (à savoir: la résistance, l'inductance ou la capacité) est concentrée dans le même composant, et est mesurable entre ses bornes; de plus, nous avons vu que l'emploi de composants de ce type trouve, à l'égard des fréquences comprises entre 30 et 1 000 MHz, une limitation d'autant plus grande que la fréquence l'est aussi. Nous savons en effet que les connexions d'une résistance, d'un condensateur ou d'une bobine, ont une inductance propre dont la valeur dépend de la longueur de ces connexions: si cette inductance est négligeable dans le fonctionnement sur des fréquences allant jusqu'à 30 MHz, elle prend, par contre, une importance qui s'accroît au fur et à mesure que la fréquence en fait autant. On peut en effet, atteindre une valeur telle que leur utilisation n'est plus possible. Supposons qu'une inductance doive être constituée par une fraction de spire: dans ce cas, les connexions nécessaires pour la liaison au condensateur variable d'accord et aux électrodes du tube, si courtes soient-elles, peuvent introduire une inductance supérieure à celle de la bobine elle-même. Voilà justement l'un des cas où on peut mettre en évidence les inconvénients des éléments à constantes localisées.

Dans toutes les applications où ces inconvénients n'arrivent pas à influencer les caractéristiques de fonctionnement du dispositif, les composants en question pré-

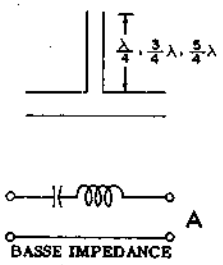


Fig. 11-A - Pour les harmoniques impairs et la fondamentale, une ligne de longueur multiple de $\lambda/4$ se comporte exactement comme un circuit résonnant série.

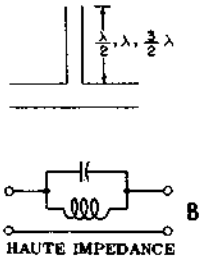


Fig. 11-B - Pour les harmoniques pairs, au contraire, une ligne de longueur multiple de $\lambda/2$, fonctionne comme un circuit résonnant parallèle.

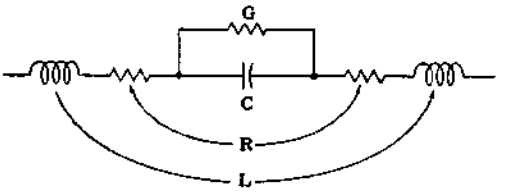


Fig. 12 - Circuit équivalent à un condensateur courant, à l'égard des signaux V.H.F. ou U.H.F. C est la capacité proprement dite, G la résistance intérieure (de dispersion); L et R sont respectivement l'inductance et la résistance ohmique des connexions et des armatures — électrodes —.

sentent l'avantage d'un encombrement relativement réduit, d'une installation facile et d'une sécurité de fonctionnement assez bonne associée à une certaine stabilité. En outre, ils sont normalement disponibles dans le commerce; pour cette raison, ils arrivent à concurrencer les composants à constantes réparties, lesquels doivent au contraire (dans la plupart des cas) être calculés et construits « sur mesure » selon les caractéristiques du dispositif à réaliser.

Parmi tous les facteurs, dont on tient compte pour le choix du type de composant à adopter dans un dispositif fonctionnant sur de très hautes fréquences), les pertes par rayonnement sont d'une importance particulière. Ces pertes sont généralement négligeables tant que les dimensions du composant (nous nous référons à sa longueur, les connexions comprises, ou à une autre dimension physique quelconque, comme la largeur), ne dépasse pas le 1/10 de la longueur d'onde du signal. Cependant, avec l'accroissement de la fréquence on aboutit à un point où une réduction ultérieure des dimensions devient impossible; pour cette raison, ces pertes augmentent proportionnellement. Si par l'utilisation de blindages métalliques qui bloquent le rayonnement, on peut, d'une part, éviter des couplages indésirables entre les différents composants ou entre les circuits relatifs, on ne peut empêcher d'autre part, le rayonnement en soi: les blindages se limitent en effet à intercepter les champs rayonnés et à les conduire à la masse en les transformant partiellement en chaleur.

On ne peut pas établir avec exactitude une fréquence limite qui puisse déterminer la nécessité d'emploi de composants à constantes réparties, en rejetant la possibilité d'emploi de ceux à constantes localisées. Toutefois, en règle générale, on peut avancer que jusqu'à un maximum de 500 MHz, ils peuvent être utilisés indifféremment; mais il faut toujours avoir présent à l'esprit que, lorsque l'espace disponible le permet et les exigences de fonctionnement le requièrent, les circuits à constantes réparties sont préférables.

Afin de comprendre clairement les caractéristiques que les composants conventionnels doivent avoir pour qu'ils puissent être propres à l'utilisation dans les gammes de très hautes fréquences, il est nécessaire de les examiner succintement et séparément.

Les condensateurs

Nous savons déjà que, surtout pour les fréquences élevées, une capacité pure ne peut pas exister, étant donné que tout condensateur possède une inductance série, due aux électrodes mêmes qui le constituent et aux connexions. La **figure 12** représente le circuit équivalent à un condensateur, où C représente la capacité proprement dite, G la résistance interne, R la résistance ohmique des connexions et des armatures et L l'inductance série. Il est évident que les valeurs de R et L doivent être les plus faibles possibles, et celle de G la plus élevée possible, afin qu'un condensateur puisse être utilisé dans les appareillages dont nous nous occupons.

Condensateurs fixes. - La **figure 13** représente quelques types de condensateurs fixes, aptes au fonctionnement dans les circuits de couplage, de découplage et d'accord dans les gammes de fréquences V.H.F. et U.H.F. On remarque un condensateur céramique du type « bouton » (A), un condensateur ajustable à air (B), un autre type, à curseur, l'arbre central étant mobile afin de faire varier la capacité (C), un condensateur céramique du type « pastille », pourvu de bornes radiales (D) et, enfin, un condensateur cylindrique classique, à diélectrique céramique (E).

Il est de la plus haute importance de considérer qu'un condensateur ne se comporte plus comme tel à l'égard des fréquences supérieures à sa fréquence de résonance: par conséquent, on cherche à donner à cette fréquence la plus haute valeur possible, en réduisant au minimum les dimensions ainsi que la longueur des connexions, en poussant au maximum l'isolement et en ayant recours à des matériaux spéciaux comme diélectrique.

Condensateurs variables. - Les condensateurs variables conventionnels, comme ceux que le lecteur a eu jusqu'à maintenant l'occasion de connaître, sont très peu employés dans le domaine des V.H.F. et sont com-

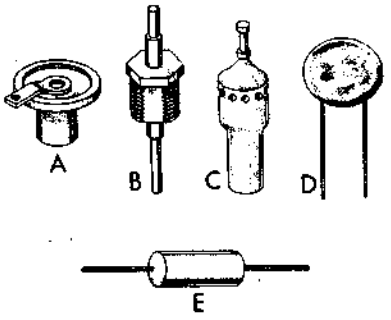


Fig. 13 - Aspect de quelques types de condensateurs utilisables aux fréquences élevées. Comme on peut le voir, les connexions sont plutôt courtes, et dans les types D et E elles peuvent être coupées à la longueur convenable.

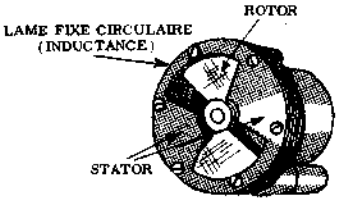


Fig. 14 - Condensateur variable «papillon». Les lames mobiles constituant le rotor font varier la capacité qu'existe entre les deux secteurs du stator. Les lames fixes cedculaires, évidées en forme de papillon constituent l'inductance.

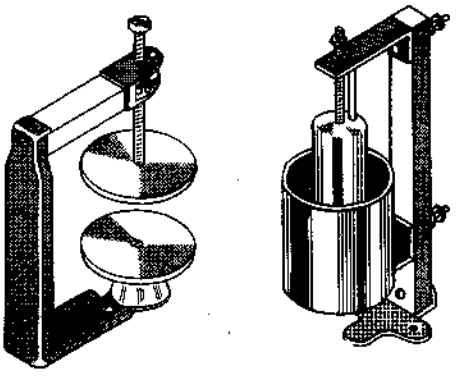


Fig. 15 - Exemples de condensateurs variables pour V.H.F. et U.H.F.

plètement rejetés dans celui des UHF. Ceux habituellement employés dans cette gamme de fréquences, naturellement dans le cas où les circuits accordés ne sont pas constitués au moyen de lignes résonnantes sont du type « papillon », (voir **figure 14**).

Il s'agit d'un véritable circuit résonnant, plutôt que d'un condensateur intermédiaire entre les circuits à constantes localisées et les circuits à constantes réparties (lignes et cavités). Il se compose essentiellement:

a) de lames fixes constituant le stator, de forme circulaire et évidées en forme de papillon. Elles constituent ainsi l'inductance du circuit.

b) de lames mobiles en forme de V accolées par leur sommet, formant le rotor. Elles tournent à l'intérieur du stator et forment avec les parties pleines du stator qui viennent se placer en regard, la capacité variable.

Lorsque les lames mobiles du rotor sont entièrement rentrées entre celles, fixes, du stator, on obtient la capacité maximale et le circuit est accordé sur la fréquence la plus basse de la gamme.

Si l'on fait alors tourner le rotor dans un sens ou dans l'autre la capacité diminue, ainsi, d'ailleurs, que l'inductance, parce que les lames mobiles court-circuitent des lignes d'induction du champ.

Quand, enfin, les lames mobiles sont complètement sorties, on obtient, à la fois, la capacité et l'inductance minimales. Le circuit est, de ce fait, accordé sur la fréquence la plus élevée de la gamme. On peut donc dire que le condensateur variable lui-même constitue le circuit accordé tout entier.

La **figure 15** représente deux autres types de condensateurs variables, aptes à l'utilisation dans les circuits d'appareils fonctionnant dans les gammes VHF ou les UHF. Evidemment, dans tous les cas que nous avons considérés, la capacité maximum n'est que de quelques picofarads et la capacité résiduelle doit mesurer une petite fraction d'un picofarad.

Les inductances

Notre étude sur la capacité et sur l'inductance nous a montré qu'entre deux points quelconques, entre lesquels existe une différence de potentiel, une capacité déterminée est toujours présente. Si nous prenons maintenant deux points opposés l'un à l'autre sur deux spires adjacentes d'une bobine, nous pouvons constater que la différence de potentiel existant entre elles (à cause de la chute de tension provoquée soit par la résistance ohmique, soit par la réactance), détermine à son tour une capacité. Toutes les capacité existant entre les spires d'une bobine quelconque, constituent la **capacité répartie**, dont la valeur est normalement si petite par rapport à celle de la capacité d'accord, que l'on peut souvent négliger ses effets. Cependant, dans le fonctionnement sur de très hautes fréquences, ceux-ci ne sont plus négligeables.

Dans les inductances employées dans les circuits fonctionnant dans les gammes V.H.F. ou U.H.F., les pertes dues à la capacité répartie doivent être réduites à une valeur minimum. En outre, l'inductance proprement dite doit avoir une valeur très petite afin de pouvoir résonner sur de telles fréquences.

Dans certains cas, une seule spire peut donner une inductance suffisante; toutefois, si la longueur de cette spire unique se rapproche de la longueur d'onde de fonctionnement, il en résulte un coefficient notable de pertes. Lorsque cela se produit, l'inductance se comporte comme une antenne et rayonne une partie de l'énergie qu'elle emmagasine en provoquant une diminution du facteur de surtension Q.

Ces facteurs contradictoires rendent très difficile la réalisation de telles inductances. Fort heureusement, pour les fréquences supérieures à 400-500 MHz, les circuits résonnants sont généralement du type à constantes réparties: de cette façon, on évite les inconvénients inhérents à l'emploi d'éléments à constantes localisées. La **figure 16** représente le schéma équivalent à une inductance.

La **figure 17** représente une inductance d'arrêt H.F. employée dans les circuits V.H.F.

La **figure 18** représente un autre type de bobine d'un emploi fréquent pour les fréquences inférieures à 500 MHz. Il s'agit d'un enroulement unique à solénoïde dont la longueur peut être modifiée au moyen d'une vis qui se trouve au dessous de la bobine, dont la ro-

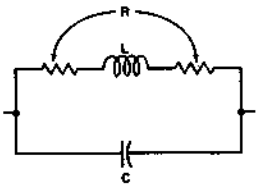


Fig. 16 - Circuit équivalent d'une inductance aux fréquences élevées. L est l'inductance proprement dite, R la résistance ohmique (en série), et C la capacité répartie entre les spires.

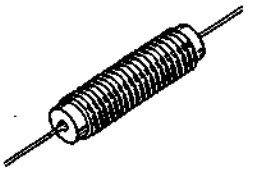


Fig. 17 - Type d'inductance d'arrêt H.F. Elle est enroulée sur un support en céramique.

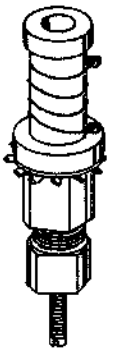


Fig. 18 - Bobine à inductance réglable en faisant varier la longueur du support.

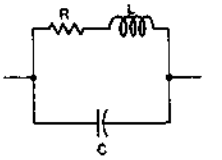


Fig. 19 - Circuit équivalent à une résistance aux fréquences élevées. C représente la capacité parasite qui existe entre les bornes, soit à l'intérieur, soit à l'extérieur du corps de la résistance. Les bornes de connexions, en outre, présentent une certaine inductance.

tation déplace le support isolant central. Ce faisant, les spires se rapprochent ou se séparent, selon le sens de rotation de la vis, permettant ainsi le réglage de la valeur de l'inductance.

Un autre type d'inductance dont l'emploi habituellement limité aux fréquences inférieures à 200 MHz, est la bobine à spires rigides sans support isolant déjà connue de nos lecteurs (voir page 227 figure 1).

Les résistances

L'augmentation de la fréquence a, vis-à-vis du fonctionnement de certains types de résistances, de telles conséquences que quelques-unes de ces résistances ne peuvent pas être utilisées dans les circuits fonctionnant sur des fréquences de 30 MHz ou plus. Par exemple, les résistances bobinées, que l'on emploie souvent dans les circuits fonctionnant sur des fréquences inférieures, doivent, dans le domaine des VHF et UHF, être rejetées, à cause de l'inductance inévitable du conducteur qui les constitue.

Considérons la **figure 19**, qui représente le circuit équivalent à une résistance.

La capacité parasite C est généralement faible. Pour fixer les idées signalons qu'un fil de constantan de 30 mm de long et de 0,2 mm de diamètre, tendu et fixé à deux bornes par l'intermédiaire d'une plaquette isolante, présente entre ses bornes, une capacité de l'ordre de 1 picofarad qui peut être négligée jusque vers 15 MHz; la résistance est de 50 ohms environ.

Par contre, l'inductance L est plus importante. Un fil de constantan de 30 mm le long et de 0,04 mm de diamètre, offre une résistance de 12 ohms en série avec une inductance de 0.042 µH environ, ce qui a pour effet de multiplier la résistance par 2,4 à 100 MHz (29 Ω). Une résistance bobinée de 1 000 ohms présente une inductance parasite L comprise entre 100 et 120 µH; pour une résistance de 50 000 ohms, L = 700 µH.

De telles résistances sont évidemment inutilisables aux fréquences élevées. Par contre, les résistances agglomérées au carbone ont une inductance nulle (mise à part celle des connexions, lesquelles peuvent être coupées à la longueur convenable). En revanche elles possèdent une certaine capacité, dûe à la présence de grains conducteurs séparés par un isolant.

Les résistances à couche ont une capacité parasite négligeable. Celles de valeur élevée comportent un sillon de carbone d'une dizaine de spires environ; elles présentent donc une inductance appréciable.

On a réalisé des résistances spéciales pour H.F., utilisées comme charge des étages amplificateurs HF des émetteurs, antennes fictives, dans les sondes H.F. des appareils de mesure, etc... Ces résistances sont obtenues en déposant une couche uniforme de carbone sur un tube en stéatite. Bien entendu, il n'est pas question de pratiquer des sillons dans la couche de carbone pour augmenter la valeur. Seule, l'épaisseur de la couche varie.

LES TUBES - Les facteurs d'importance majeure dont il faut tenir compte dans le choix des tubes aptes à l'emploi dans les circuits fonctionnant sur de très hautes fréquences, sont les dimensions physiques des électrodes intérieures, les capacités inter-électrodes, la longueur des connexions intérieures entre les électrodes et les broches de contact et la capacité répartie entre les dites broches et les connexions.

Evidemment, ces caractéristiques ont des effets négligeables vis-à-vis des fréquences inférieures à 30 MHz. Par contre, au delà de cette valeur, leur importance augmente proportionnellement, jusqu'à atteindre un point tel que les tubes habituels ne sont plus utilisables.

Nous ne nous étendrons pas sur les types de tubes habituels, puisqu'en général la feuille de caractéristiques fournie par le constructeur, donne aussi la fréquence maximale d'utilisation. D'autre part, même les types les plus modernes ne diffèrent pas beaucoup de ceux normalement utilisés dans les circuits dont nous nous sommes occupés à plusieurs reprises. Nous nous référons, au contraire, — quoique sommairement — à ceux dont la structure est bien différente de celle des tubes normaux parce qu'ils ont été expressément réalisés pour le fonctionnement sur les fréquences les plus élevées des gammes VHF et UHF.

Afin que le tube soit propre à fonctionner sur des fréquences supérieures à 50 MHz, il est nécessaire que

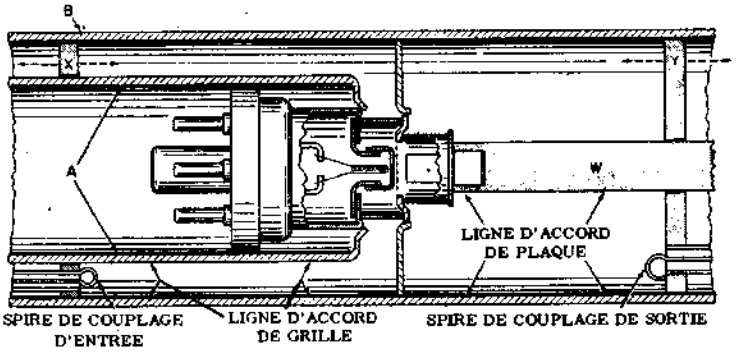


Fig. 20 - Coupe transversale d'un tube (triode), propre au fonctionnement sur de très hautes fréquences (supérieures même à 1 000 MHz). A et B constituent la ligne coaxiale du circuit de grille, qui peut être accordée par le déplacement de l'anneau de court-circuit X. W et B constituent, par contre, le circuit de plaque, qui peut être accordé par le déplacement du disque Y.

le temps de transit des électrons de la cathode à la plaque, soit le plus réduit possible. Cela est réalisable seulement si la distance entre ces électrodes est minimum. Par exemple, dans la triode EC57, la cathode est séparée de la grille par moins de 10 microns. La grille est formée de fils de tungstène de 7,5 microns écartés de 30 microns environ. Cependant, dans ce cas, la capacité inter-électrode est maximum. Afin de pouvoir remédier à cet inconvénient, on utilise des tubes spéciaux ayant des électrodes très rapprochées entre elles et, en même temps, des dimensions réduites autant que possible.

Naturellement cela est possible uniquement lorsque la tension ainsi que le courant mis en jeu sont limités. Dans les cas où l'on doit produire une certaine puissance, il est nécessaire d'utiliser d'autres types de tubes dont les caractéristiques soient telles qu'elles permettent d'appliquer une différence de potentiel considérable entre les électrodes, avec un courant d'intensité notable; il faut également réduire le plus possible l'inductance des connexions internes en augmentant leur section, soit par des sorties symétriques, soit en leur donnant la forme de tubes.

Les tubes à « disques scellés » ou lampes phare (« Light house ») types 2C04, 2C43, etc..., réalisent toutes ces conditions par leur conception générale qui est la suivante:

Les électrodes sont constituées par des disques plats, circulaires, disposés l'un en face de l'autre selon trois plans parallèles. La face inférieure du cylindre supérieur forme l'anode, tandis que la face supérieure du cylindre inférieur constitue la cathode. La grille, quant à elle, est constituée par un disque intermédiaire formé par un réseau de fils parallèles, afin de livrer passage aux électrons.

La **figure 20** représente la section transversale d'une triode amplificatrice de puissance de ce type prévue pour l'emploi dans un circuit qui utilise des portions de ligne coaxiale constituées par des tubes métalliques, comme circuits accordés de plaque et de grille. Le facteur de mérite élevé et le blindage soigné, soit du circuit d'entrée, soit de celui de sortie, permettent le fonctionnement de ce type de tube sur des fréquences supérieures à 1 000 MHz. Les tubes de ce type sont par exemple, le 2C40, le 2C43, et le 446A. Le circuit accordé de grille est une portion de ligne coaxiale quart d'onde formée par deux tubes métalliques concentriques, marqués A et B sur la figure. Le signal d'entrée est couplé à travers une spire, qui peut tourner afin de faire varier le degré du couplage. La ligne est accordable jusqu'à la fréquence de résonance, en déplaçant simplement l'anneau de court-circuit marqué X, vers l'intérieur ou vers l'extérieur comme l'indiquent les flèches en pointillé. La tension du signal d'entrée se développe entre la grille et la cathode et le signal amplifié se manifeste aux bornes du circuit accordé de plaque constitué par des lignes coaxiales quart d'onde, formée à leur tour par la surface extérieure du tube indiqué par W et par la surface intérieure du tube extérieur, indiqué par B. L'énergie du signal de sortie est prélevée au moyen du couplage inductif formé par la présence d'une spire de couplage. Le circuit de sortie est accordé en déplaçant d'avant en arrière, comme l'indiquent les flèches en pointillé, le disque de court-circuit marqué Y. Le couplage unique entre le circuit de plaque et celui de grille se produit à travers la capacité existant entre la plaque et la cathode, laquelle est très faible à cause de l'effet de blindage de la part de la même grille. Il s'ensuit qu'aucun système de neutrodynage n'est nécessaire et le fonctionnement est parfaitement stable.

Il existe des lampes phare dissipant jusqu'à 100 watts sur leur anode avec lesquelles on a pu atteindre une fréquence de 6 900 MHz (43 cm de longueur d'onde). Il faut souvent refroidir par air forcé ou par eau, les électrodes ayant une surface trop faible pour rayonner suffisamment.

Un tube intéressant en ondes métriques et donnant des puissances déjà importantes, est la tétrode à faisceaux dirigés. Les Américains ont construit une tétrode à pompage permanent, le **Resnatron**, délivrant en régime permanent 30 kW sur 600 MHz. On est arrivé, avec une tétrode spéciale, à une puissance de 85 kW sur 600 MHz.

Leçon n° 147

QUESTIONS sur les LEÇONS 145 et 146

N. 1 — Qu'entend-on par amplificateur à large bande dans le domaine des V.H.F. et U.H.F. ?

N. 2 — Quelle relation existe-t-il entre la largeur de bande d'un amplificateur et son gain ?

N. 3 — Qu'entend-on par facteur de bruit ?

N. 4 — Comment peut-on définir le facteur de mérite d'un étage amplificateur ?

N .5 — Quelle relation existe-t-il entre le facteur de mérite d'un étage amplificateur et la largeur de bande ?

N. 6 — L'amplitude du signal d'entrée étant maintenue constante, comment varie la tension de sortie si on augmente considérablement la fréquence du signal amplifié, dans le secteur des V.H.F. et des U.H.F. ?

N. 7 — Quelle est l'influence sur la fréquence maximale des dimensions des électrodes et des interélectrodes d'un tube ?

N. 8 — Qu'entend-on par circuits à constantes localisées ? En quoi diffèrent-ils de ceux à constantes réparties ?

N. 9 — Pour quelle raison, dans le fonctionnement sur les fréquences très élevées (supérieures à 500 MHz), préfère-t-on l'utilisation des circuits à ligne résonnante, au lieu des circuit accordés classiques ?

N. 10 — En quoi consiste un condensateur variable « papillon » ? En quoi diffère-t-il d'un condensateur variable normal ?

N. 11 — Quelle relation existe-t-il entre la capacité répartie d'une bobine et la fréquence de fonctionnement ?

N. 12 — Pour quelle raison n'est-il pas possible d'utiliser des résistances bobinées dans les circuits parcourus par des signaux de très hautes fréquences ?

N. 13 — Combien de méthodes existe-t-il pour faire varier la fréquence de résonance dans un circuit accordé à ligne du type coaxial ?

N. 14 — Pour quelle raison dans les étages d'amplification fonctionnant sur des fréquences très élevées, est-il avantageux de relier la grille à la masse ?

N. 15 — En quoi consiste un étage amplificateur du type « cascode » ?

N. 16 — Quel les sont les grandeurs qui caractérisent la triode dans les circuits amplificateurs à très haute fréquence ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 1147

N. 1 — La puissance de l'émetteur, le type d'antenne employé, les conditions atmosphériques et ionosphériques ainsi que la configuration géographique de la zone où l'émetteur est installé.

N. 2 — Oui: malgré la polarisation verticale on obtient un rayonnement dans toutes les directions horizontales.

N. 3 — Elles subissent une atténuation notable qui augmente avec la fréquence: au delà d'une certaine limite, elles sont en pratique inutiles c'est pourquoi les radiocommunications utilisent seulement les ondes directes.

N. 4 — La ligne d'horizon radio est une ligne imaginaire que l'on obtient en supposant que le rayon du globe terrestre soit égal à 1,33 fois le rayon réel.

N. 5 — Uniquement lorsque l'antenne réceptrice est en face d'un obstacle assez grand pour capter les ondes qui arrivent. Dans ce cas, la réception se produit grâce à la réflexion des ondes sur l'obstacle, vers l'antenne réceptrice.

N. 6 — L'exploitation des phénomènes de diffraction et dispersion pour les communications à grande distance, au delà de la ligne d'horizon.

N. 7 — L'indice de réfraction est le rapport entre la vitesse de propagation d'un signal déterminé dans le milieu considéré et la vitesse dans le vide.

N. 8 — Une antenne à rayonnement transversal se compose de deux ou plusieurs éléments en parallèle, séparés par une distance égale à la moitié de la longueur d'onde et alimentée en phase.

N. 9 — Une antenne à rayonnement longitudinal se compose de deux ou plusieurs éléments, comme le cas précédent, mais alimentés en opposition de phase (déphasage de 180°).

N. 10 — La présence d'éléments parallèles à l'élément actif, qui s'associent passivement au fonctionnement de l'antenne, puisqu'ils ne sont pas en contact direct avec l'émetteur ou avec le récepteur.

N. 11 — L'élément réflecteur est plus long que l'élément rayonnant tandis que l'élément directeur est plus court. La différence ne dépasse pas en général, les 5%.

N. 12 — Une antenne « Yagi » se compose d'un élément rayonnant, d'un élément réflecteur placé derrière ce dernier, et de plusieurs éléments directeurs placés du côté opposé. Ces derniers ont une longueur de plus en plus petite, au fur et à mesure qu'ils s'éloignent de l'élément actif.

N. 13 — L'augmentation du diamètre du conducteur entraîne un accroissement de la largeur de bande des fréquences transmises sans affaiblissement notable.

N. 14 — Il doit être égal à un certain nombre de fois la longueur d'onde du signal transmis ou reçu.

N. 15 — Une puissance d'émission plus faible, puisque toute l'énergie rayonnée est concentrée dans une direction unique et une portée plus grande.

N. 16 — Très rarement: lorsque les conditions de l'ionosphère sont anormales, c'est-à-dire lorsque des phénomènes de réflexion suffisants peuvent se produire; dans les conditions normales, ni la réflexion ni la réfraction ne sont suffisantes pour incurver la direction de propagation des ondes vers la terre.

EMETTEUR et RECEPTEUR d'AMATEUR pour la bande 144-146 MHz

De tout ce que nous avons vu dans les leçons précédentes, nos lecteurs peuvent certainement déduire le fait que la construction d'appareils émetteurs ou récepteurs fonctionnant dans la gamme des V.H.F. est assez difficile, soit à cause de la forte influence que les différents éléments exercent l'un sur l'autre dans les circuits accordés, soit du comportement critique des composants, comme les inductances et les capacités des circuits.

Etant données les caractéristiques intrinsèques des bobines, il est évident qu'une différence de quelques millimètres dans la longueur de l'une d'elle peut compromettre la valeur de la fréquence d'accord; afin de pouvoir réaliser une bonne mise au point, il est indispensable de disposer d'appareils de mesure spéciaux, qui sont le privilège des grands laboratoires industriels.

C'est pour cette raison que nous avons jugé opportun de nous baser, pour la description d'appareils fonctionnant sur ces fréquences (émission et réception dans la bande 144-146 MHz), sur des ensembles déjà montés.

Toutefois cela ne signifie pas que nos lecteurs ne peuvent plus en tirer un certain avantage didactique, puisque comme nous le verrons, ces dispositifs ont besoin d'un complètement adéquat (alimentation, modulation, antenne, etc.).

L'EMETTEUR

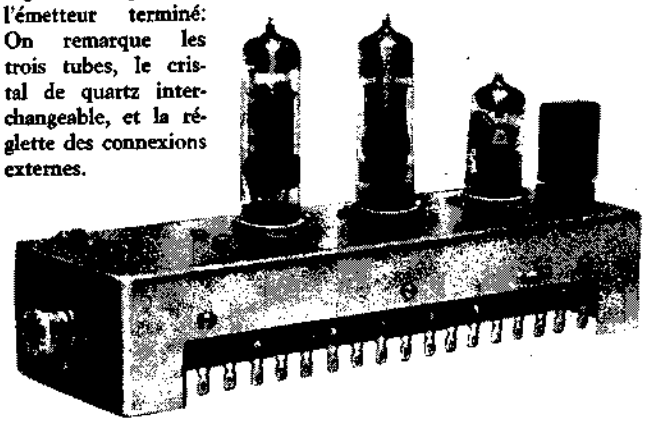


Fig. 1 - Aspect de l'émetteur terminé: On remarque les trois tubes, le cristal de quartz interchangeable, et la réglette des connexions externes.

L'aspect extérieur de cet appareil est représenté par la **figure 1**. On peut noter la présence de trois tubes et d'un cristal de quartz, montés sur un châssis de petites dimensions de forme rectangulaire, muni d'une réglette en bakélite, pour les connexions avec l'alimentation et avec le modulateur.

La construction d'un oscillateur à fréquence variable (V.F.O.), du type décrit à la page 1 070, ayant des caractéristiques permettant d'assurer une stabilité suffisante sur ces fréquences, présente des difficultés particulières, lesquelles, répétons-le, ne peuvent pas être vaincues, à moins que l'on ne fasse appel à des appareils encombrants et coûteux.

En effet, dans ce cas, outre la stabilisation des tensions d'alimentation, il serait nécessaire de compenser la dérive thermique de la chaleur produite, d'employer des étages séparateurs et une fréquence très basse des oscillations produites initialement.

C'est pour cette raison que nous suggérons à nos lecteurs l'emploi d'un oscillateur piloté par quartz.

Les caractéristiques sont les suivantes:

Gamme de fréquences: 144-146 MHz.

Puissance de sortie: 12 Watts.

Impédance de sortie: 52-75 ohms.

Type de cristal: FT, fréquence comprise entre 8 000 et 8 111 kHz.

Tubes employés: un ECF80 et un QQE 03/12.

Alimentation anodique des étages précédents: 250 volts, 50 milliampères.

Alimentation anodique de l'étage final: 250 volts, 70 milliampères.

Réalisation: sur un châssis, pourvu d'un connecteur extérieur.

Prise de sortie: pour câble coaxial.

DESCRIPTION du CIRCUIT

L'oscillateur, équipé par la section penthode du tube ECF80, est du type à réaction cathodique (**figure 2**). Celle-ci se produit à travers un diviseur capacitif constitué par C1 et C2. Puisqu'à travers les étages successifs, il se produit en total 18 multiplications de fréquences (la fréquence est deux fois triplée et une fois doublée), la fréquence propre du cristal de quartz employé doit être comprise entre 8 000 et 8 111 kHz: des quartz de ce type se trouvent assez facilement dans le commerce.

Le premier étage que nous venons de citer, outre sa fonction d'oscillateur, remplit également celle de tripleur de fréquence; en effet, le circuit accordé de plaque, constitué par L1 et par C4, est accordé sur une fréquence de l'ordre de 24 MHz. La fréquence exacte d'accord est réglée par l'intermédiaire de L1 qui peut être modifiée en déplaçant le noyau à l'intérieur et à l'extérieur de la bobine, selon les exigences.

La seconde multiplication par 3 de la fréquence est confiée à la section triode du tube ECF80, dont le circuit de plaque est accordé justement sur une fréquence de l'ordre de 72 MHz (24 × 3 = 72). La fréquence exacte d'accord de ce circuit (L2-C8) est obtenue en réglant convenablement le condensateur C8.

La dernière multiplication (doublage) de fréquence est réalisée par le tube EL84, dont le circuit de sortie (L3-C2) fonctionne précisément sur la fréquence de 144 MHz (72 × 2 = 144), que l'on peut ajuster au moyen de C12. Cet étage a aussi pour rôle d'élever l'amplitude du signal provenant de l'étage précédent, jusqu'à une valeur suffisante pour exciter l'étage final. Ce dernier se compose d'une moderne double-triode du type QQE 03/12, montée en « push-pull ». Le tableau qui suit donne les caractéristiques les plus importantes, relatives à son emploi en classe C, avec fonctionnement intermittent.

Tension de filament	6,3 volts
Courant de filament	0,82 ampères
Tension anodique	250 volts
Courant anodique	72 milliampères
Tension de grille-écran	200 volts

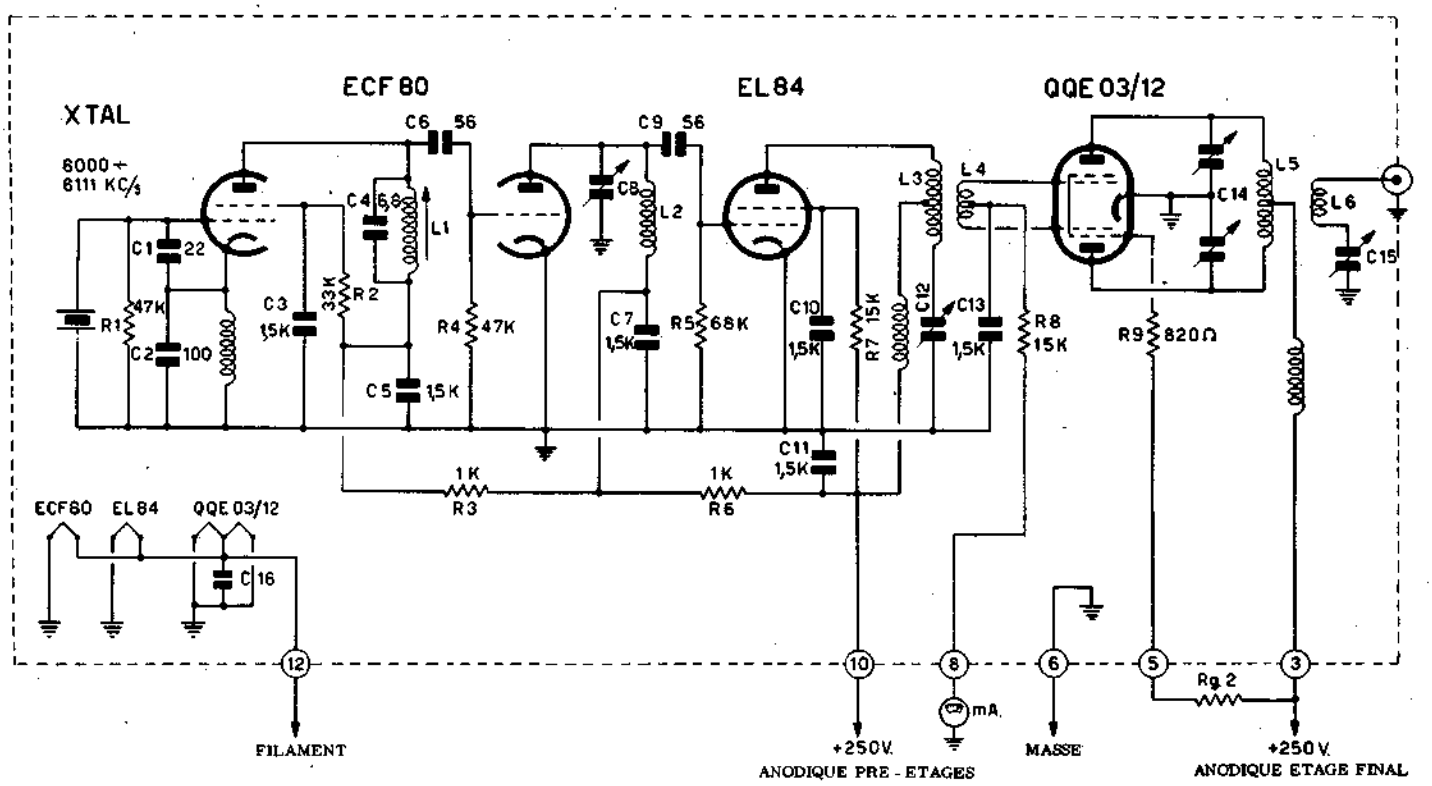


Fig. 2 - Circuit de l'émetteur. La fréquence d'oscillation (du cristal) subit au total dix-huit multiplications. Les numéros des petits cercles correspondent à la réglette latérale des connexions extérieures.

Courant de grille-écran	3 milliampères
Courant de grille de contrôle . .	2,4 milliampères
Puissance d'alimentation	18,5 watts
Puissance de sortie	12 watts
Fréquence maximum de fonctionnement .	200 Mégahertz

Le signal haute fréquence est prélevé de la sortie du tube EL84 au moyen d'une bobine comportant trois spires, couplé inductivement à l'inductance de charge anodique du même tube. Cette bobine, munie d'un point milieu, transmet le signal simultanément et en opposition de phase, sur les deux grilles du double tube final QQE 03/12. Dans le circuit de sortie de ce dernier tube est branchée la bobine de charge L5, celle-ci aussi est pourvue d'un point milieu sur lequel est connectée la source de tension anodique; la bobine résonne sur la fréquence de travail, qui est comprise entre 144 et 146 MHz, grâce à la possibilité de réglage du double condensateur « papillon », C14. L6 et C15 constituent un circuit accordé résonnant série, au moyen duquel l'énergie à haute fréquence de sortie est appliquée à la charge extérieure. Cette dernière peut être une antenne dipôle du type que nous décrirons plus loin, ou bien un dernier étage amplificateur de puissance (tube type 829B, QQEO/40 ou similaire), qui naturellement, donnera une puissance plus grande.

La présence du condensateur variable C15 se révélera particulièrement utile pendant les opérations de mise au point, puisque, dans les deux cas, il permet d'adapter le circuit de sortie en facilitant la résonance de ce dernier à des valeurs relativement différentes de l'impédance de la charge appliquée.

Ce faisant, il est possible d'obtenir le transfert maximum d'énergie.

La **figure 3** représente le châssis vu de dessus: la position des tubes et du cristal de quartz (interchangeable) est indiquée, ainsi que celle des trous à travers lesquels on peut atteindre les composants variables (les condensateurs C8, C12, C14, C15 et le noyau de L1) au moyen desquels l'on effectue la mise au point.

MISE au POINT

Evidemment, pendant l'installation il faut s'assurer que les tensions appliquées aux électrodes des tubes sont celles prescrites; nous donnons dans ce but un tableau indiquant précisément ces tensions, qui doivent être vérifiées en effectuant la mesure au moyen d'un instrument de résistance interne égale à 20 000 ohms par volt et qui peuvent différer de plus ou moins 10%, pour des raisons qui sont bien connues de nos lecteurs.

La **figure 4** représente le châssis ,vu de côté, de façon à rendre parfaitement visible la réglette à 17 bor-

TUBES	TENSION ANODIQUE	TENSION d'ECRAN	COURANT ANODIQUE
ECF80 (pentode)	220 V	150 V	10 mA
ECF80 (triode)	230 V	—	10 mA
EL84	250 V	200 V	34 mA
QQE 03/12	200 V 250 V	175 V 200 V	60 mA 72 mA

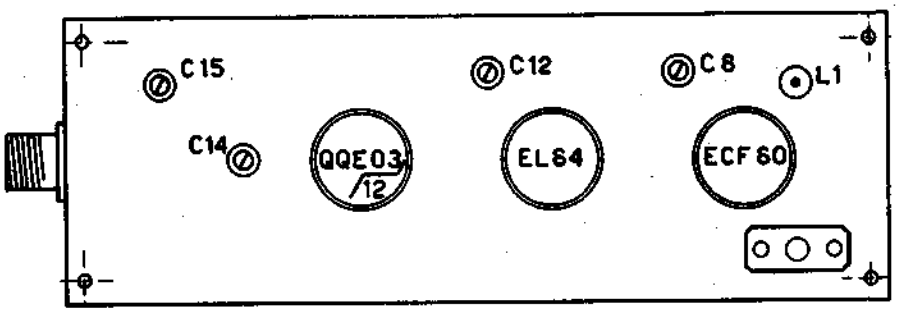


Fig. 3 - Châssis vu de dessus. La position des trois tubes est indiquée, ainsi que celle des composants sur lesquels il faut agir pendant les opérations de mise au point. La broche visible à gauche constitue la sortie (coaxiale), qui peut être reliée à l'antenne ou à l'entrée d'un étage supplémentaire d'amplification de puissance.

nes. Pour faciliter l'identification, les lamelles de contact sont comptées de gauche à droite: par conséquent, la première à gauche correspond au contact N. 1, la seconde au N. 2, et ainsi de suite.

Pour la vérification et la mise au point il est nécessaire d'observer le processus suivant:

— Connecter la tension alternative de 6,3 volts entre les contacts 6 (masse) et 12 (filaments).

— Appliquer, entre le contact 8 (retour de grille de la double-tétrode finale) et la masse (6), un milliampèremètre ayant une portée de 5 ou 10 milliampères, comme le montre la figure 4.

— Après avoir placé le cristal de quartz disponible dans le support relatif, connecter la tension anodique seulement aux premiers étages, en reliant au contact 10 la sortie d'une alimentation qui puisse fournir une tension de 250 volts, 60 milliampères. Evidemment, le côté négatif de l'alimentation doit être relié à la masse.

— Ce faisant, le milliampèremètre indiquera le passage d'un certain courant, qui circule dans les deux circuits de grille du tube QQEO3/12. Une fois arrivé à ce stade, il est nécessaire de signaler l'accord sur la fréquence caractéristique du cristal utilisé. Dans cette intention, régler le noyau de L1 (voir figure 3) et les deux trimmers C8 et C12, jusqu'à ce que l'on obtienne la déviation maximum qui doit correspondre à 4 ou 5 milliampères. Après cela, on peut effectuer la mise au point de l'étage final.

— Brancher une résistance de 15 kΩ, 1 watt, entre les contacts 3 et 5.

— Appliquer entre le contact 3 et la masse, la tension anodique de l'étage final (d'une valeur momentanément inférieure à 200 volts), à travers un milliampèremètre ayant une sensibilité de 100 milliampères.

— Afin de pouvoir faire résonner le circuit bouchon branché entre les deux plaques du tube final, régler au moyen d'un tournevis à manche isolé le pivot du trimmer « papillon » C14. Lorsqu'on atteint la fréquence de résonance, le milliampèremètre branché en série avec l'alimentation de l'étage final accusera une diminution brusque du courant anodique. Par exemple, si la tension anodique appliquée à l'étage final est de 200 volts (et il est nécessaire de commencer par une valeur faible, tenant compte de l'absence de charge à la sortie), le courant anodique tombera de 60 milliampères en dehors de la résonance, à environ 20-30 milliampères à la résonance.

— A ce point il est obligatoire d'appliquer une charge à la sortie, laquelle peut être l'antenne, l'entrée d'un étage supplémentaire, ou une lampe électrique normale de 15-20 watts. Par suite, la variation de courant anodique correspondant au passage sur la fréquence de résonance sera moins marquée, mais toujours appréciable. Nous vous faisons remarquer qu'une fois la tension anodique appliquée à l'étage final, le courant de grille mesuré au moyen du premier milliampèremètre diminue; toutefois, il ne doit pas descendre au dessous de 2,5 milliampères environ. Dans ce but, il peut se faire que l'on soit obligé de corriger C12 et, éventuellement, de faire varier un petit peu le degré de couplage entre L3 et L4, en déplaçant légèrement l'une par rapport à l'autre dans les deux sens, jusqu'à ce que l'on atteigne la meilleure position.

— Le trimmer C15 doit être réglé afin de pouvoir obtenir le transfert maximum d'énergie du circuit de plaque à la charge. Il doit être réglé lors du monta-

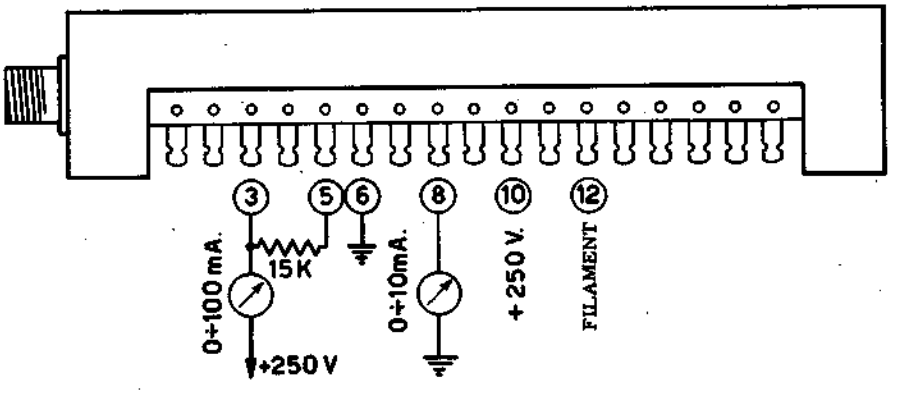


Fig. 4 - Vue latérale du châssis et de la barrette de contacts. Les numéros de référence sont comptés de gauche à droite: par conséquent le contact 3 aboutit à la tension anodique positive (à travers le milliampèremètre), le contact 5 à la grille écran, 6 à la masse, 8 au retour de grille, 10 à l'anode des premiers étages et 12 à la tension de chauffage des filaments.

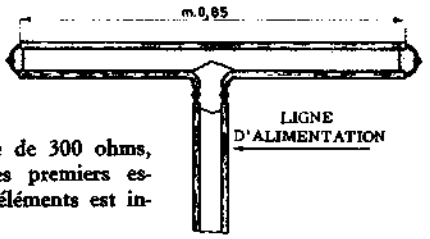


Fig. 5 - Dipôle simple de 300 ohms, destiné à effectuer les premiers essais. La longueur des éléments est indiquée.

ge de la charge, en observant l'importance de la variation de courant du tube final et en tenant compte du fait que la diminution sera plus accentuée en dehors de la résonance (C15 mal réglé) qu'à la résonance. Par exemple, pour une tension anodique de l'étage final égale à 200 volts, la charge branchée, et C15 réglé correctement, le courant anodique au lieu de descendre à la valeur précédemment citée d'environ 25 milliampères, descendra à 50 mA.

En plus, nous vous faisons remarquer que pour une tension de 200 volts à l'étage final, la puissance maximum obtenue à la sortie monte à 7 watts environ tandis qu'en appliquant par la suite (la charge étant branchée) la tension maximum de 250 volts, la puissance monte à environ 12 watts effectifs.

Nous ne nous étendrons par sur la description d'un dispositif de modulation, parce qu'un amplificateur basse fréquence quelconque ayant une puissance de sortie d'environ 10-15 watts, est utilisable dans ce but. Naturellement, il doit comporter à la sortie un transformateur de modulation ayant une impédance de 3 500 ohms au secondaire. Ce secondaire doit être monté en série avec la tension anodique d'alimentation de l'étage final et, précisément, entre la borne positive de l'alimentation et le contact N. 3 de l'émetteur. De cette façon la modulation s'effectue à la fois par la plaque et par l'écran.

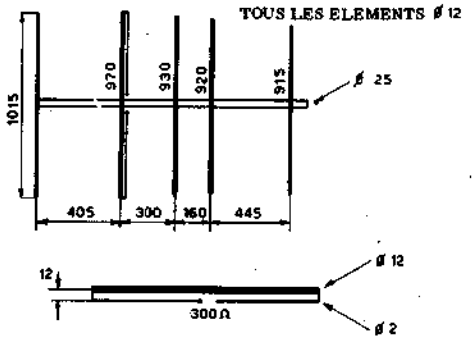


Fig. 6 - Données de construction d'une antenne directive, adaptée à la gamme de fréquences de l'émetteur. Toutes les cotes sont indiquées sur le schéma.

L'ANTENNE

Pour les premiers essais, nous conseillons d'utiliser un simple dipôle replié de 300 ohms comme le montre la **figure 5**. Evidemment, afin de pouvoir obtenir de meilleurs résultats, il est nécessaire d'utiliser une antenne directive à plusieurs éléments. Un exemple d'une telle antenne que nos lecteurs peuvent construire eux-mêmes, est représentée par la **figure 6**. Elle est réalisée à partir d'un tube d'aluminium de 12 millimètres de diamètre. L'impédance au centre est de 300 ohms.

Pour la liaison à l'émetteur, on peut employer une ligne bifilaire de 300 ohms, ou bien un câble coaxial de 75 ohms. Dans les deux cas, il est très important, au profit du rendement et, par suite, de la portée de l'émetteur, d'effectuer soigneusement l'adaptation de l'impédance entre l'émetteur, la ligne et l'antenne proprement dite.

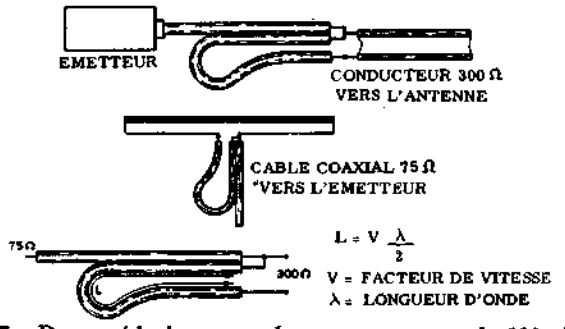


Fig. 7 - Deux méthodes pour adapter une antenne de 300 ohms à la sortie à 75 ohms de l'émetteur, ou un câble coaxial de 75 ohms à une antenne de 300 ohms. Au dessous est indiquée la formule pour le calcul de la longueur de l'anse, en fonction des caractéristiques intrinsèques du câble coaxial utilisé.

La **figure 7** représente les deux cas (ligne 300 ohms et câble coaxial de 75 ohms). Rappelons-nous que l'impédance de sortie de l'émetteur est de 75 ohms, c'est pourquoi il faut un dispositif d'adaptation d'impédance entre l'émetteur et la ligne lorsqu'on fait usage de la ligne 300 Ω (figure 7-**A**); dans le cas où l'on utilise le câble coaxial, on branche le dispositif d'adaptation entre le câble (75 ohms) et l'antenne (300 ohms), comme le montre la figure 7-**B**.

La figure 7-**C** représente enfin un simple dispositif d'adaptation d'impédance, que l'on peut réaliser au moyen de portions de câble coaxial de 75 ohms. Le facteur de vitesse V, visible sur la figure, est indiqué pour chaque type de câble par la maison qui le fabrique et elle correspond généralement à 0,66 pour les câbles normaux et à 0,82 pour les câbles en polythène expansible. Au moyen de ce facteur on calcule la longueur de l'anse qui permet l'adaptation.

Le RECEPTEUR

Le convertisseur que nous présentons, dont l'aspect extérieur est représenté par la **figure 9**, permet de recevoir par l'intermédiaire d'un autre récepteur superhétérodyne les émissions d'amateur effectuées sur la même bande de fréquences que celle sur laquelle fonctionne l'émetteur que nous avons décrit précédemment. En voici les caractéristiques:

Gamme de sortie, au choix, 14-16 MHz, ou bien 26-28 MHz.

Gain: 42 dB.

Réponse: linéaire jusqu'à 3 dB sur toute la gamme.

Facteur de bruit: 3,5 dB.

Impédance d'entrée: 52-75 ohms.

Tubes employés: EC86, ECC88, ECC85, ECC81.

Alimentation anodique: 10 volts, 55 milliampères.

Alimentation des filament: 6,3 volts, 1,3 ampères

Ansi que nous l'avons déjà dit, dans ce cas il est particulièrement utile d'avoir recours à la double conversion de fréquence, de façon à améliorer la stabilité, la sensibilité ainsi que la selectivité du récepteur.

Le schéma de principe est indiqué par la **figure 8**.

DESCRIPTION du CIRCUIT

Dans chaque convertisseur fonctionnant sur cette gamme de fréquences il est possible de distinguer trois sec-

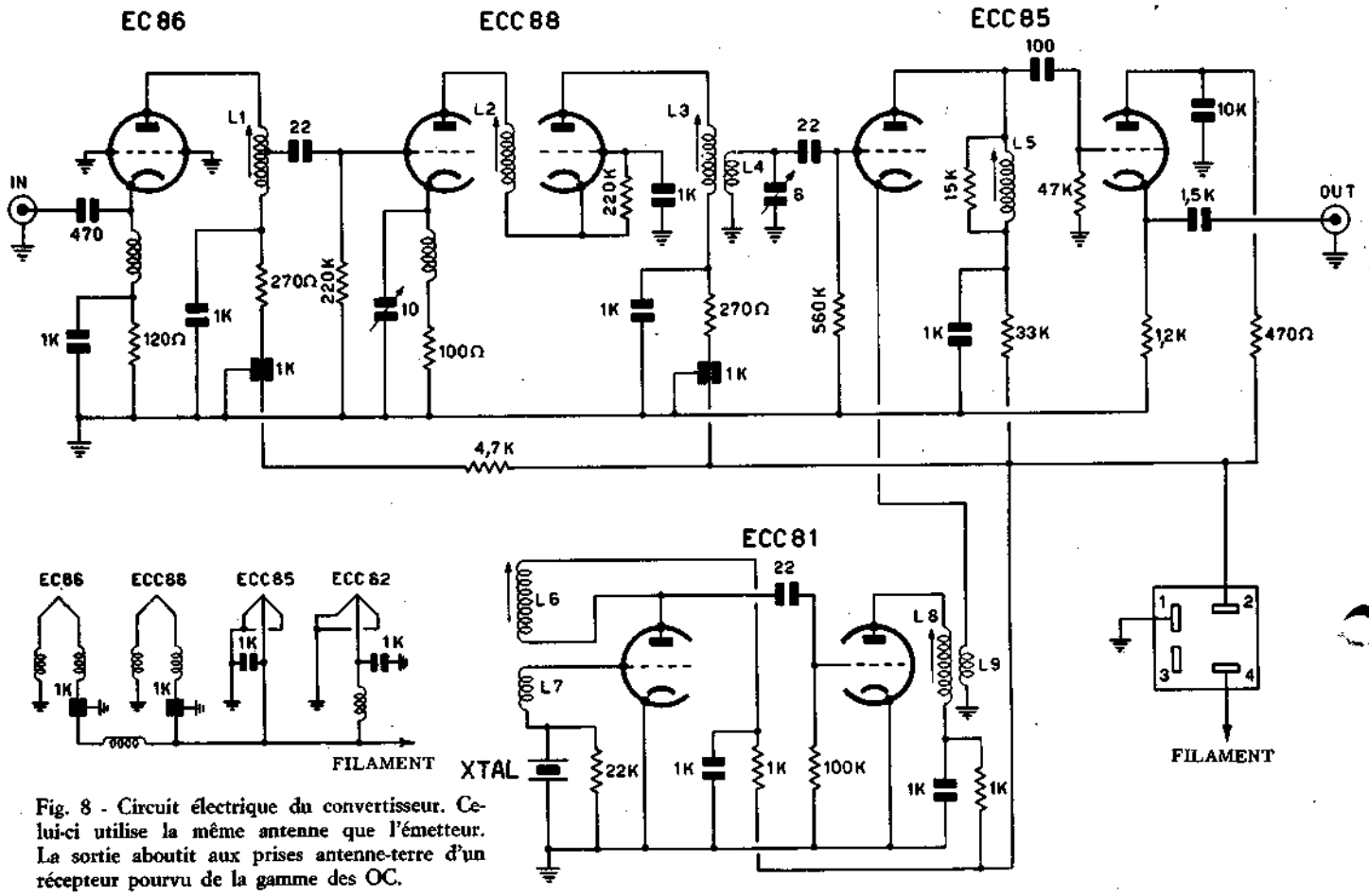
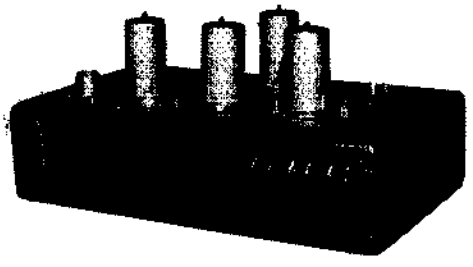


Fig. 8 - Circuit électrique du convertisseur. Celui-ci utilise la même antenne que l'émetteur. La sortie aboutit aux prises antenne-terre d'un récepteur pourvu de la gamme des OC.

tions principales: l'amplificateur à large bande, l'étage mélangeur et l'oscillateur local. Dans notre cas, l'amplificateur à large bande se compose de deux tubes: un EC86 déjà cité et un ECC88 (double triode) équipant un amplificateur du type « cascode ».

Le tube EC86, dont la pente est de 14 mA/V, joue un double rôle: il amplifie le signal et augmente le rapport signal/bruit. Ce tube et celui qui suit, ont également pour rôle d'assurer la largeur de bande désirée, c'est-à-dire la réponse linéaire sur toutes les fréquences comprises entre 144 et 146 MHz. Ce résultat a été obtenu au moyen d'un amortissement adéquat des circuits accordés L1 et par une mise au point soignée.

Fig. 9 - Aspect du convertisseur entièrement monté.



Dans l'étage convertisseur (la première section du tube ECC85), se produit le mélange du signal provenant de l'antenne avec celui produit par l'oscillateur local. Pour cette étage aussi on a recours à une triode afin de réduire au minimum le bruit de fond de cet étage.

L'inductance L5 existant dans le circuit de plaque du convertisseur est accordée sur la fréquence de sortie.

La seconde triode du ECC85 est montée en amplificateur à charge cathodique (« cathode follower ») qui joue simultanément le rôle d'étage séparateur et d'adaptateur d'impédance entre le convertisseur et le récepteur branché à la sortie.

L'oscillateur local se compose, lui aussi, d'une double triode, du type ECC81; la première section fonctionne en oscillateur à quartz (pour obtenir la stabilité maximale de fréquence) et la seconde en multiplicateur de fréquence, afin de porter celle-ci à la valeur convenable.

Comme le convertisseur n'a pas d'alimentation, il est nécessaire d'utiliser une source d'alimentation extérieure. En ce qui concerne l'emploi pratique, il suffit de relier la sortie du convertisseur à l'entrée du récepteur extérieur (entre l'antenne et la terre), au moyen d'un câble blindé ayant une longueur la plus petite possible. Le récepteur doit être prévu pour la réception de la gamme de fréquences fournie par le convertisseur. Etant donné la réponse linéaire entre les deux limites indiquées, l'accord, répétons-le sera effectué en agissant exclusivement sur la commande du récepteur.

Leçon n° 148

TECHNIQUE DES HYPERFREQUENCES OU MICRO-ONDES (S.H.F.)

Après avoir étudié les V.H.F. et les U.H.F. nous allons maintenant examiner les hyperfréquences ou micro-ondes (S.H.F.), ainsi que nous l'avons dit à propos de la subdivision des fréquences supérieures à 30 MHz.

Les circuits et les composants employés dans les équipements fonctionnant en hyperfréquences sont extrêmement différents de ceux que l'on utilise aux fréquences plus basses.

Les dispositifs d'émission et de réception ne sont plus basés, par exemple, sur l'emploi de lignes coaxiales ni sur l'emploi de lignes bifilaires que nous avons déjà traitées précédemment; dans ce cas on se sert de circuit spéciaux « guides d'ondes » et cavités résonnantes.

Cela a déjà lieu avec les fréquences supérieures à 1 000 MHz, quoique l'on puisse classer celles-ci dans la catégorie des U.H.F.

D'ailleurs, nous avons déjà dit qu'une subdivision bien nette n'est guère possible et qu'il existe des zones de transition très étendues entre deux gammes successives.

Historique

Les premières expériences sur les hyperfréquences furent effectuées en 1936: vers 1940, Boot et Randall, puis Duke, au département de physique de l'Université de Birmingham, en Angleterre, étudièrent et mirent au point les « magnétrons à cavités anodiques ».

Bien avant l'armistice de Juin 1940, la C.S.F., en France, leur ayant révélé l'utilisation de cathodes à oxydes sur les magnétrons, leur permit d'atteindre une puissance appréciable, insoupçonnable jusqu'à cette date. Nous nous occuperons de tels tubes plus loin.

Pendant la dernière guerre mondiale on a employé les micro-ondes au profit du fonctionnement d'un dispositif particulier: le « Radar » basé sur l'exploitation des phénomènes de réflexion de ces ondes sur les obstacles métalliques (avion ou bateau). Le « Radar » fut d'une grande utilité pendant la guerre et il est encore un auxiliaire précieux de la navigation maritime et aérienne. Plus tard nous étudierons de façon beaucoup plus détaillée cette découverte si importante.

A la même époque, on a essayé avec succès d'appliquer les hyperfréquences au domaine des communications radio-téléphoniques et à présent, on les utilise dans les faisceau hertziens (Radiotéléphonie Multiplex et relais de Télévision).

Les micro-ondes possèdent des avantages particuliers: avant tout, étant donnée leur forte directivité, elles permettent, pour effectuer leur rayonnement l'emploi d'antennes de dimensions réduites mais d'un rendement élevé et, bien que les appareillages fournissent une puissance relativement réduite, offrent la possibilité de communications à des distances considérables.

Il faut ajouter à cela qu'il est possible, dans ce domaine grâce à la valeur élevée de la fréquence de l'onde porteuse, d'obtenir des bandes passantes beaucoup plus larges que dans le domaine des V.H.F. et des U.H.F.

A ce point de vue, les équipements fonctionnant en hyperfréquence sont beaucoup plus pratiques que ceux qui fonctionnent sur les gammes de fréquences inférieures.

Une installation radiotéléphonique fonctionnant sur ces fréquences peut, par exemple, permettre plus de mille communications simultanées.

PROPAGATION des MICRO-ONDES

Nous avons pu voir en plusieurs occasions comment les ondes hertziennes peuvent prendre divers noms selon leur propagation. Nous connaissons, en effet: les ondes directes, les ondes réfléchies, les ondes de surface (terrestres) et les ondes d'espace. Les équipements fonctionnant en hyperfréquences exploitent, en général, uniquement la propagation par ondes directes; cependant l'onde réfléchie a aussi une certaine importance dans certains cas. A ce point de vue nous pouvons déjà constater un comportement tout différent par rapport à celui des appareils similaires fonctionnant dans le domaine des V.H.F. Ici l'onde directe et l'onde réfléchie prennent quelques fois la même importance.

Les ondes de surface et les ondes d'espace perdent pratiquement tout intérêt en hyperfréquences.

On se sert rarement des ondes terrestres et l'onde d'espace peut être considérée comme étant totalement absente, étant donnée la faible réfraction qu'elle subit par les couches ionisées de la haute atmosphère.

Un facteur d'une importance notable pour la réflexion est la nature de la surface réfléchissante. Une quantité quelconque d'énergie peut être réfléchie presque totalement dans une seule direction si la surface est polie: si la surface est irrégulière, l'énergie incidente

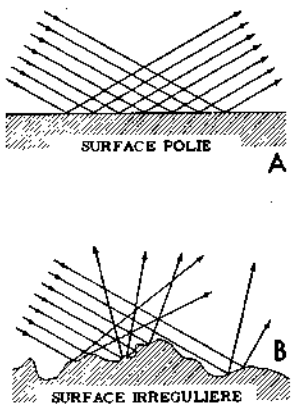


Fig. 1 - En A, réflexion sur une surface plane. En B, réflexion (avec déperdition de puissance) sur une surface irrégulière.

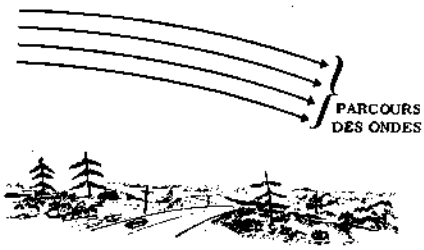


Fig. 2 - Propagation des S.H.F. tout le long des directions légèrement courbées, qui suivent, selon les caractéristiques des zones de l'atmosphère, la courbure de la terre.

est au contraire réfléchie dans plusieurs directions différentes; en conséquence, une petite partie seulement de l'énergie sera réfléchie dans une direction bien déterminée.

Par exemple, l'eau se comporte comme une surface polie en hyperfréquences tandis que la surface terrestre se comporte comme une surface irrégulière.

La **figure 1-A** représente la réflexion des ondes centimétriques et décimétriques sur une surface parfaitement plane et la figure 1-**B** montre, au contraire, la réflexion qui se produit sur une surface rugueuse.

Dans le premier cas, toute l'énergie est renvoyée dans une direction unique, c'est pourquoi, à une certaine distance, elle est entièrement utilisable; dans le second cas, l'énergie est dispersée dans plusieurs directions.

En fait, aux fréquences les plus élevées, les irrégularités du sol absorbent les ondes. De même, il existe dans l'atmosphère des bandes d'absorption pour certaines fréquences uniquement et spécialement dans l'atmosphère humide.

C'est ainsi que l'oxygène possède une bande qui absorbe les ondes de 0,5 cm et 0,25 cm et absorbant celles de 1,54 cm et 0,17 cm.

La propagation d'une onde de 3 cm est souvent gênée par les gouttes de pluie et, quoique de façon moindre, par la neige ou la grêle.

La direction de propagation des hyperfréquences, directes ou réfléchies, est généralement un peu courbée. Les signaux se propagent à travers l'atmosphère avec une vitesse qui dépend de la température, de la pression atmosphérique et du pourcentage d'humidité contenue dans l'atmosphère elle-même. En général, la vitesse de propagation est plus grande si la température l'est aussi; de plus, la vitesse de propagation des signaux est d'autant plus grande que la pression atmosphérique et la quantité de vapeur d'eau présente sont elles mêmes plus réduites. D'où l'on peut conclure que la vitesse de propagation des signaux varie avec la hauteur et, dans les conditions atmosphériques normales, la variation se traduit par un accroissement de la vitesse avec l'altitude. Les ondes dont la fréquence est supérieure à 1 000 MHz se propagent comme le montre la **figure 2**.

En nous basant sur tout ce que nous venons de dire, il n'est pas difficile d'expliquer un phénomène assez courant affectant la propagation: dans certains cas, l'énergie rayonnée est renvoyée vers le sol par une couche réfléchissante, ou bien se propage entre deux de ces couches qui se forment dans l'atmosphère, comme dans un guide d'onde.

Ces couches, dont la pression, la température, la teneur en humidité, etc., dépendent de la saison ainsi que de l'allure du terrain, suivent dans leur forme la courbure de la surface de la terre.

Il en résulte des portées exceptionnellement grandes.

De cette façon une onde de la gamme des hyperfréquences touche une antenne de récepteur, même si elle est installée au delà de l'horizon optique.

L'onde réflechie a une certaine importance, seulement quand on peut la recevoir avec une intensité plus ou moins comparable à celle de l'onde directe. Dans la plupart des installations fonctionnant en hyperfréquences, le signal réfléchi peut être négligé — répétons-le — parce qu'il est nul ou extrêmement faible. Par contre, lorsqu'il a une intensité considérable, il peut renforcer le signal direct s'il est en phase avec ce dernier, ou bien il peut l'éliminer s'il se trouve en opposition de phase avec lui.

Etant données les caractéristiques tout à fait particulières et critiques du matériel utilisé, du point de vue électrique comme du point de vue mécanique, les communications sur cette gamme ne sont pas à la portée du grand public.

Toutefois, à cause de leurs nombreux et considérables avantages l'importance des hyperfréquences croît énormément: faisceaux hertziens, accélérateurs de particules, étude de la matière, cuisine électronique, radioastronomie, etc...

Avant d'étudier les circuits des appareillages fonctionnant dans cette gamme de fréquence, il est opportun

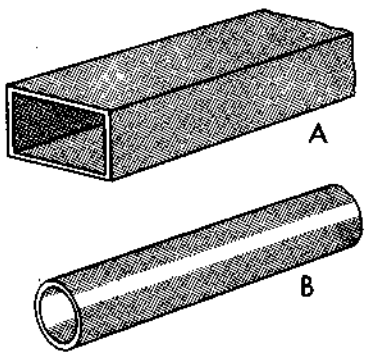


Fig. 3 - Les guides d'ondes peuvent être à section rectangulaire (A) ou à section circulaire (B). Il en existe aussi à section carrée, c'est-à-dire avec les deux côtés égaux entre eux.

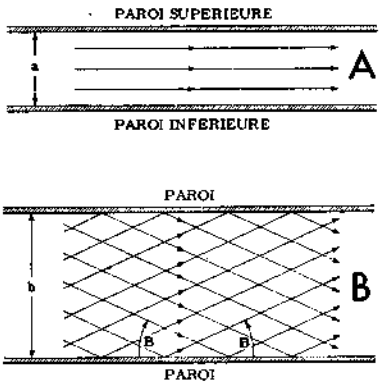


Fig. 4 - Propagation dans un guide d'ondes: en A par rapport aux parois supérieure et inférieure, en B par rapport aux deux côtés.

d'expliquer toutes les caractéristiques des composants dont l'emploi permet la production des micro-ondes ainsi que l'amplification, le rayonnement et enfin, la réception de celles-ci.

Les GUIDES d'ONDES

Le terme de **guide d'ondes** dérive de la caractéristique particulière de fonctionnement de ce dispositif. On peut, contrairement à de tout ce qui se passe avec les courants électriques alternatifs d'une fréquence moins grande, affirmer que dans le domaine des micro-ondes les ondes elles-mêmes peuvent se propager entre deux conducteurs parallèles, **sans les parcourir**.

En d'autres termes, on a pu expérimentalement vérifier que les micro-ondes peuvent parcourir l'espace limité par deux conducteurs parallèles, exactement comme un courant d'eau peut circuler entre deux parois qui limitent verticalement le lit d'une conduite d'eau.

De cette façon, les deux conducteurs métalliques n'agissent plus comme des conducteurs à proprement parler, mais ont la tâche de **guider** les ondes le long d'un parcours délimité par eux-mêmes.

Bien qu'un système quelconque d'émission (comme, par exemple, les « lignes de transmission » bien connues) puisse fonctionner comme un guide d'ondes, ce terme est en pratique réservé aux types qui se composent exclusivement d'un conducteur unique intérieurement creux. Outre cela, quoiqu'un guide d'ondes puisse, en pratique, avoir n'importe quelle forme, les deux types d'usage le plus courant sont les guides à section rectangulaire ou à section circulaire comme la **figure 3** les représente. Il est logique que la hauteur et la largeur soient les seules caractéristiques qui distinguent un guide d'ondes à section rectangulaire: elles se rapportent toujours à la superficie de la section du guide et à ses dimensions intérieures c'est-à-dire sans tenir compte de l'épaisseur des parois.

La caractéristique d'un guide d'ondes à section circulaire est, par contre, constituée du seul diamètre que, dans ce cas, l'on considère exclusivement à l'intérieur du tube.

Les ondes électromagnétiques peuvent se propager à l'intérieur des guides d'ondes suivants deux modes: le mode TEmn et le mode TMmn. Les ondes se propagent selon le mode TE lorsque le champ électrique est transversal, c'est à dire lorsqu'il est contenu dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde; en d'autres termes, les ondes polarisées verticalement, se propagent le long d'une direction parallèle aux parois supérieure et inférieure du guide.

Les ondes se propagent suivant le mode TM quand, au contraire, le champ d'induction magnétique est transversal.

Le premier indice (m) indique le nombre de demi-longueurs d'ondes contenues le long du côté perpendiculaire à la direction de propagation, c'est à dire de plus petite dimension.

Le second indice (n), lui, précise le nombre de demi-longueurs d'ondes contenues le long du côté parallèle à la direction de propagation, c'est-à-dire de plus grande dimension.

Le mode le plus utilisé pour un guide rectangulaire, parce que le plus simpe, est le mode TE01; cela signifie que le champ électrique ne varie pas suivant le côté de plus petite dimension du guide; par contre, le côté de plus grande dimension est égal à $\lambda/2$.

On a pris l'habitude d'appeler **hauteur** la dimension la plus petite et **largeur**, la dimension la plus grande d'un guide d'ondes, quelle que soit l'orientation de celui-ci.

Par conséquent, les parois les plus grandes du guide d'ondes prennent précisément le nom de **paroi supérieure** et de **paroi inférieure** tandis que les parois les plus petites prennent ordinairement le nom de côtés.

Le terme: polarisation verticale attribué à une onde électromagnétique qui se trouve dans un guide d'ondes à section rectangulaire, signifie donc que le champ électrique est parallèle aux côtés les plus courts du guide même.

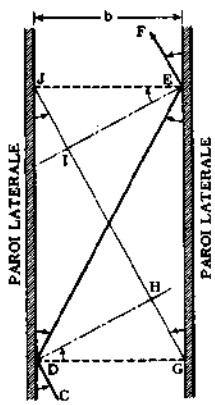


Fig. 5 - Représentation graphique des relations de phase entre les signaux réfléchis, à l'intérieur d'un guide à section rectangulaire.

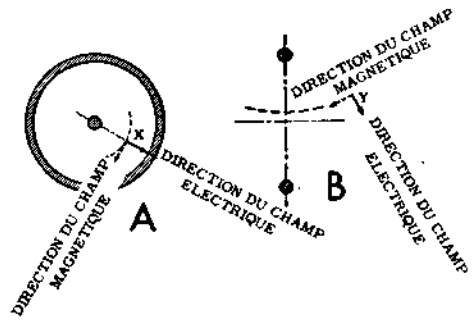


Fig. 6 - Distribution des champs électrique et magnétique dans une ligne de transmission coaxiale (A), et dans une ligne bifilaire (B). Les deux champs sont toujours perpendiculaires entre eux.

En principe, l'on emploie généralement les lettres minusceles **a** et **b** pour indiquer respectivement la hauteur et la largeur.

La **figure 4** représente en A les deux parois, inférieures et supérieures, d'un guide d'ondes à section rectangulaire vu de côté et en B la section du même guide vu d'en haut.

Les flèches contenues dans les deux figures montrent le sens de propagation des ondes et l'on peut facilement remarquer que ce sens est parfaitement parallèle aux parois supérieure et inférieure, tandis qu'il est croisé par rapport aux parois latérales.

L'onde progresse en subissant une série de réflexions sur les parois latérales.

Les deux arcs de circonférence terminés par une flèche, visibles sur la figure 4-B, déterminent deux angles égaux.

Il est facile de remarquer que cet angle reste constant par rapport aux ondes incidentes (provenant du côté gauche) ainsi que par rapport aux ondes réfléchies (dirigées vers la droite).

L'angle est indiqué par la lettre B.

On ne peut pas choisir à volonté la valeur de cet angle: au contraire elle dépend de **b** (c'est-à-dire de la largeur égale à $\lambda/2$) et de λ (c'est-à-dire de la longueur d'onde du signal). La relation qui existe entre les grandeurs peut être exprimée au moyen de la formule suivante:

$$\sin B = \lambda/2b$$

L'équation peut facilement être déduite de la **figure 5**. Supposons qu'une onde passant par le point C se meuve vers la gauche.

Elle est réfléchie par la paroi gauche au point D, puis par la paroi droite au point E et finalement, elle se propage dans la direction EF, laquelle est parfaitement parallèle à la direction originale CD.

Un front d'ondes est toujours perpendiculaire à la direction de propagation et, du moment que DH est perpendiculaire à CD, DH constitue un front d'ondes pour les signaux qui se dirigent vers la gauche.

Comme nous l'avons déjà vu dans une leçon précédente (page 113, figure 1), la phase d'un signal est toujours la même en tous les points d'un front d'ondes. Par conséquent, un signal qui se meut vers la gauche par le point H est en phase avec le signal incident au point D. Si l'énergie doit se propager dans un guide d'ondes, le signal réfléchi au point E doit avoir la même phase que le signal se propageant vers la gauche au point I, pour autant que tous les deux se trouvent sur un front perpendiculaire à EF. Autrement, les signaux s'annuleraient mutuellement après avoir parcouru une distance très courte du guide d'ondes.

Du moment que le champ électrique des signaux est parallèle à la paroi réfléchissante, on a une inversion de phase au point D et une autre au point E.

A tout ce que nous venons de dire, il faut ajouter que l'angle B doit avoir une valeur telle que le parcours DE soit plus long que le parcours HI d'un multiple exact (nombre entier) de λ.

La formule précédente montre que l'onde TEo1 ne peut exister que si la longueur d'onde λ est inférieure à la valeur:

$$\lambda c = 2b$$

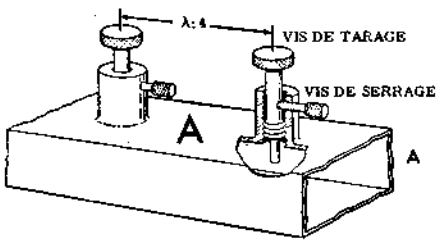
En effet, le sinus d'un angle ne peut être supérieur à l'unité; il est toujours compris entre —1 et +1, en passant par 0. λc est appelé: longueur d'onde critique ou longueur d'onde de coupure.

Cette nouvelle formule montre à son tour que les guides d'ondes ne sont pratiquement utilisables que pour les ondes électromagnétiques centimétriques; pour les ondes plus longues, en effet, les dimensions des guides seraient prohibitives.

A la longueur d'onde de coupure, correspond la fréquence de coupure:

$$fc = \frac{v}{\lambda c} = \frac{1}{2b\sqrt{\varepsilon\mu}}$$

Le comportement des guides d'ondes à section circulaire est similaire à celui des guides d'ondes à sec-



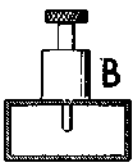


Fig. 7 - Dispositif d'accord à vis d'un guide d'ondes; en A, vue latéral, en B, vue frontale. L'accord est effectué en faisant varier la longueur du pivot qui pénètre à l'intérieur du guide.

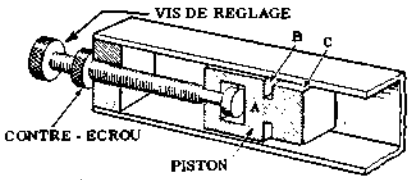


Fig. 8 - Dispositif d'accord à piston. En faisant fonctionner la vis extérieure (laquelle est bloquable au moyen d'un contre-écrou, lors de l'accord) on fait varier la position du piston et, par conséquent, de la paroi qui limite le guide. La fente périmétrique, dont les dimensions sont calculées d'avance, évite les inconvénients causés par un contact imparfait entre le piston et les parois.

tion rectangulaire. Le parcours des ondes dépend, comme cela se passe dans le guide d'ondes rectangulaires, des deux conditions suivantes, qui sont, à leur tour, subordonnées au fait que les parois du guide sont constituées par un bon conducteur: sur la surface d'une parois, il ne peut exister un champ électrique parallèle à la paroi elle-même et il ne peut non plus exister un champ magnétique, variable, perpendiculaire à la paroi en question.

A cause de la courbure des parois d'un guide d'ondes à section circulaire, il est extrêmement difficile d'étudier le diagramme des champs avec la même précision que lorsqu'il s'agit d'un guide d'ondes à section rectangulaire.

Néanmoins, on peut en déduire l'aspect du diagramme de propagation par l'analogie avec le diagramme relatif à un guide d'onde où les dimensions **a** et **b** sont égales, c'est-à-dire, un guide d'ondes à section carrée.

Lorsqu'il s'agit de lignes de transmission coaxiales, les avantages offerts par un guide d'ondes, résident dans l'absence totale de conducteur central et de pertes réduites. Le phénomène connu sous le nom d'effet pelliculaire, qui se produit dans les conducteurs et que nous avons étudié page 226, est négligeable.

DISPOSITIFS d'ACCORD des GUIDES d'ONDES

Au premier abord, il semble impropre de parler **d'impédance d'un guide d'ondes**, étant donné que dans celui-ci il n'existe aucun point par rapport auquel on puisse mesurer la tension et l'intensité du courant. Malgré cela la notion d'impédance d'un guide d'ondes existe et elle est aussi utile et importante que celle d'une ligne de transmission.

Nous savons que l'impédance en un point quelconque d'une ligne de transmission correspond au rapport qui existe entre la tension et le courant: en calculant ce rapport il est logique de tenir compte de la relation de phase existant entre les deux grandeurs.

L'impédance d'un guide d'ondes en un point quelconque est pareillement, le rapport qui existe entre l'intensité du champ électrique transversal et celle du champ magnétique transversal au même point.

Ce rapport est appelé **impédance d'ondes** dans le guide et il joue un rôle analogue à celui de l'impédance caractéristique dans les lignes de transmission.

L'impédance d'onde vaut (pour une onde TE):

$$Zo = \frac{\mu}{\varepsilon} \cdot \frac{\lambda g}{\lambda}$$

Dans le vide, on trouve:

$$Zo \text{ (en ohms)} = 376{,}6 \frac{\lambda g}{\lambda}$$

λg étant la longueur d'onde dans le vide:

$$\lambda g = \frac{\lambda}{\cos B}$$

Bien entendu en calculant le rapport il faut tenir compte de la relation de phase existant entre les deux champs, comme nous l'avons signalé plus haut, à propos de l'impédance caractéristique de la ligne de transmission.

La section A de la **figure 6** représente la distribution des champs dans une ligne coaxiale et la section B représente les mêmes phénomènes dans une ligne bifilaire.

La ligne de transmission agit dans les deux cas comme un guide d'ondes.

En tout point où l'onde guidée est présente, au point « x » dans la section A et au point « y » dans la section B par exemple, les champs électrique et magnétique sont associés à l'onde guidée.

La composante transversale du champ électrique (le champ qui est situé dans le plan perpendiculaire aux conducteurs) dépend de la position du point et de la tension qui existe entre les deux conducteurs. Pour chaque point donné, l'intensité du champ électrique est proportionnelle à la tension.

D'une manière négligeable aux fréquences bas-

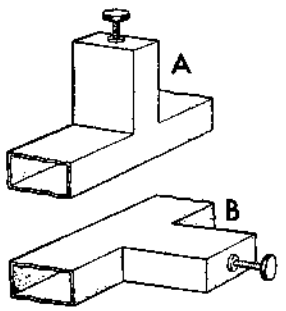


Fig. 9 - Applications d'un dispositif d'accord à piston; en A, jonction de type « E », (piston en série); et en B de type « H » (piston en parallèle).

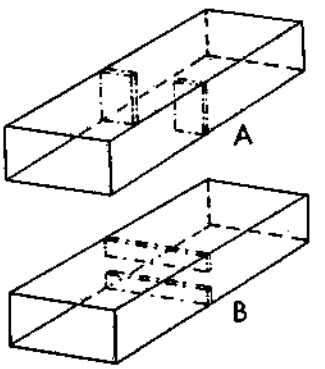


Fig. 10 - Dispositif d'accord à « fenêtre », en A, l'effet s'exerce principalement sur le champ magnétique; en B, au contraire, il s'exerce sur le champ électrique.

ses, mais qui aux fréquence élevées prend une importance telle que dans une ligne coaxiale, par exemple, le signal se propage **seulement** à la surface du conducteur intérieur, il en résulte une résistance de conduction inévitablement élevée.

Le conducteur extérieur, ayant une surface plus grande (rappelons-nous que la surface intérieure est la seule qui conduise le courant), offre une résistance notablement plus basse.

D'où il s'ensuit que la plus grande partie des pertes se produit dans le conducteur intérieur des lignes coaxiales, lequel est absent dans les guides d'ondes; de même, le champ magnétique transversal dépend de la position du point et de l'intensité du courant qui circule à travers les conducteurs. **L'intensité du champ magnétique est proportionnelle à celle du courant.**

Le champ transversal électrique ainsi que le champ transversal magnétique dépendent tous les deux directement de la position du point, c'est pourquoi **leur rapport** ne dépend pas de la position du point lui-même.

Le rapport entre les deux champs transversaux dépend, au contraire, du rapport qui existe entre la tension et le courant. Par suite, l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission peut être calculée soit au moyen du rapport entre la tension et le courant, soit au moyen du rapport entre le champ transversal électrique et le champ transversal magnétique.

La seconde façon de définir l'impédance s'applique aux guides d'ondes.

On peut affirmer en pratique que l'impédance d'onde est égale à l'impédance caractéristique quand l'onde réfléchie est absente.

En présence d'une onde réfléchie, l'impédance d'onde diffère de la valeur de l'impédance caractéristique et elle est, de plus, variable d'un point à un autre du guide.

L'impédance est toujours la même pour tous les points d'un plan perpendiculaire à l'axe du guide d'ondes, exactement comme l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission (calculée d'après les champs électrique et magnétique et non en se basant sur la tension et le courant) est la même pour n'importe quel point d'un plan donné que l'on prend comme référence pour effectuer la mesure des champs.

Dans les circuits accordés fonctionnant sur les fréquences plus basses, la fréquence de résonance dépend des valeurs de l'inductance et de la capacité employées; ces valeurs donnent à leur tour une valeur déterminée d'impédance qui, lorsqu'elle correspond à la fréquence de résonance, atteint le niveau le plus élevé dans un circuit résonnant parallèle et le niveau le plus bas dans un circuit résonnant série. Quand il s'agit de guides d'ondes, on ne peut parler ni d'inductance ni de capacité: les dimensions d'un guide d'ondes ou celles d'une **cavité résonnante**, qui prend la place d'un circuit accordé normal dans le domaine des micro-ondes, sont celles qui déterminent la fréquence de fonctionnement ou, pour être plus précis, la bande de fréquences, étant donné qu'il existe une fréquence maximum et une fréquence minimum entre lesquelles le guide d'ondes peut se comporter d'une façon presque uniforme.

Il existe, cependant, des dispositifs d'accord, afin d'effectuer une mise au point soignée sur une fréquence donnée.

Ceux-ci se comportent d'une façon complètement différente de celle des dispositifs que nous avons étudiés jusqu'à présent.

La **figure 7** représente un dispositif d'accord **à vis**, au moyen duquel il est possible de faire varier légèrement les caractéristiques d'un guide d'ondes, afin de l'accorder sur une fréquence donnée.

Lorsque chacune des deux vis est plus ou moins introduite à la suite de la rotation du bouton extérieur moleté, un pivot métallique s'enfonce dans le guide d'ondes lui-même dans une direction parallèle au champ électrique et se comporte comme une petite antenne. Celle-ci est excitée par le champ électrique qui existe dans le guide d'ondes et, par conséquent, émet un si-

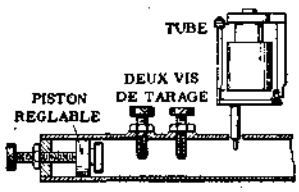


Fig. 11 - Couplage entre le tube final d'un émetteur et un guide d'ondes. L'électrode d'excitation, qui sort du tube lui-même, pénètre d'une certaine longueur dans le guide. Celui-ci, à son tour, est accordé au moyen de dispositifs à piston et à vis.

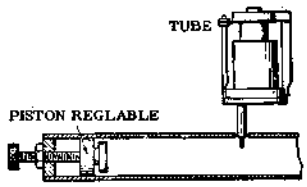


Fig. 12 - Couplage entre un guide d'ondes et le tube d'entrée du récepteur. Il est semblable au précédent, mais dans ce cas, l'électrode du tube capte le signal au lieu de le rayonner. L'accord peut seulement être du type à piston, ou d'un type plus compliqué.

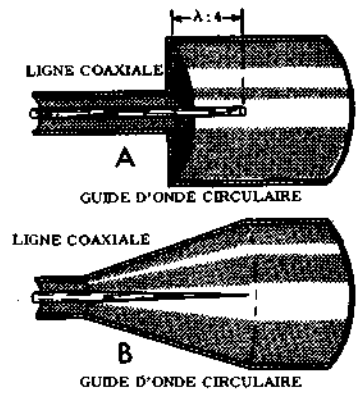


Fig. 13 - Deux systèmes de couplage entre une ligne coaxiale et deux types de guides.

gnal. La phase du signal réfléchi peut être modifiée en faisant varier la longueur du pivot métallique par l'intermédiaire de la rotation de la vis de tarage. Le dispositif n'a aucun effet quand sa longueur est égale à un quart de longueur d'onde; à partir de cette valeur elle peut varier dans les deux sens, c'est-à-dire jusqu'à atteindre la moitié et même plus, de la longueur d'ondes et jusqu'à prendre des valeurs inférieurs à λ:4.

Le pivot métallique devient, en outre, inefficace quand il se trouve au même niveau que la paroi intérieure: dans ce cas, sa longueur peut varier dans une seule direction.

De tout ce que nous venons de dire, il résulte que le dispositif double d'accord à vis, du type illustré par la figure, a un champ d'applications limité et que, souvent, on fait appel à l'emploi d'un dispositif triple ayant entre les vis de régulation et par conséquent, entre les pivots, une distance égale à 3/8 de λ.

Un système d'accord à double vis peut être mis au point en commençant avec les deux pivots complètement retirés de sorte que les pointes se trouvent au niveau de la paroi intérieure du guide d'ondes, c'est-à-dire dans la position où ils n'exercent aucune influence sur le fonctionnement. C'est alors que l'un d'eux est introduit à l'intérieur du guide en agissant sur la vis relative. Si cette manipulation augmente le désaccord, on retire le pivot et l'on essaie d'introduire l'autre. A partir de ce moment, on poursuit le procédé d'accord en alternant le réglage des deux pivots, exactement de la même manière que l'on effectue l'accord d'un transformateur M.F. en agissant alternativement sur les deux condensateurs.

En employant **les régulateurs à piston**, on obtient une autre méthode d'accord. Les dispositifs de ce genre offrent peu d'avantages par rapport à ceux que nous avons décrits précédemment, quoique, quelquefois on les emploie avec profit. La **figure 8** en reproduit un. Comme on peut le constater, il se compose d'une portion de guide d'ondes pourvue à l'intérieur d'un piston mobile, dont la position peut être modifiée au moyen d'une vis de réglage. Le piston est construit en matériau bon conducteur.

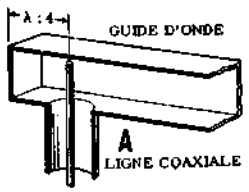
Afin de pouvoir réaliser un contact électrique parfait entre le piston et les parois intérieures du guide d'ondes, c'est-à-dire pour assurer un court-circuit complet entre les quatres parois du guide, le piston est, à une certaine distance de la face intérieure, pourvu d'une fente périmétrique. Quand cette fente est vue de B, elle se comporte comme un secteur réduit de ligne de transmission aboutissant au court-circuit qui se présente au point A. La profondeur de la fente est calculée de sorte que cette portion de ligne ait une longueur électrique effective égale à un quart de longueur d'onde. Par conséquent, l'impédance au point B se comporte comme l'impédance infinie d'une portion de ligne quart d'onde court-circuitée, en série avec l'impédance du contact mobile entre le piston et les parois du guide d'ondes, à gauche de B.

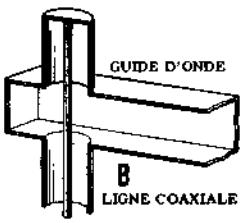
La distance BC est aussi égale à un quart de longueur d'onde et l'impédance de l'intervalle existant entre le piston et les parois au point C est celle d'une section quart d'onde qui aboutit au point B.

Du moment que cette dernière valeur est toujours élevée (à cause de l'impédance de la fente) l'impédance au point C est à peu près égale à zéro, indépendamment de l'efficacité du contact entre le piston et les parois.

Le dispositif peut être appliqué à une paroi quelconque du guide d'ondes. Quand la jonction est appliquée à la paroi perpendiculaire au champ électrique, on l'appelle jonction E, et le piston est dit **en série**. L'impédance de ce dernier est en série par rapport à celle de la ligne principale. Lorsqu'au contraire, la jonction est appliquée à la paroi perpendiculaire au champ magnétique elle prend le nom de jonction H, et, par suite, le piston est dit **en parallèle**. L'impédance de ce dernier est en parallèle par rapport à celle de la ligne principale.

La section A de la **figure 9** représente le cas où le dispositif est appliqué par une jonction de type E et la section B représente le cas de la jonction de type H. Le premier est d'un usage plus courant.





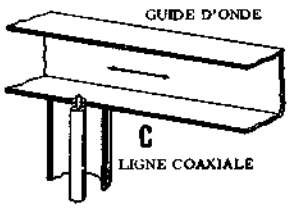


Fig. 14 - Couplage entre une ligne coaxiale et un guide à section rectangulaire. En A, l'élément rayonant (conducteur central) pénètre d'une certaine longueur dans le guide; en B, le traverse et, en C, il se trouve au niveau de la paroi intérieure.

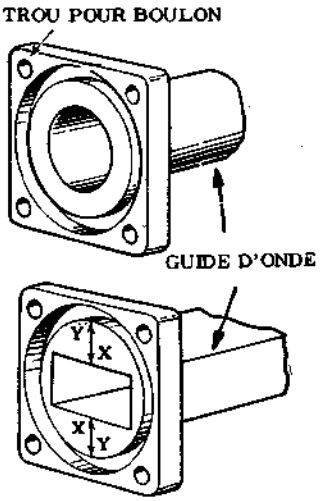


Fig. 15 - Exemples de raccords pour des guides à sections circulaire et rectangulaire.

Un autre dispositif d'accord est celui que l'on appelle **à fenêtre**. Deux dispositifs de ce type sont représentés par la **figure 10**. Du moment que les deux obstructions doivent être symétriques, la construction est plutôt difficile, néanmoins cette méthode est utile lorsque les deux obstructions peuvent être réglées d'avance.

Les dispositifs d'accord à fenêtre consistent simplement (voir la figure) en deux plaques de matériau bon conducteur mises à l'intérieur du guide. Dans le cas A, elles se trouvent aux points où le champ électrique est relativement faible et l'influence la plus grande s'exerce sur le champ magnétique. Du moment que le champ magnétique est comparable au courant en ce qui concerne l'impédance d'ondes du guide, un dispositif de ce type se comporte comme un régulateur de courant et il est comparable à **une inductance en parallèle** (celle-ci n'exerce aucune influence sur la tension) par rapport à une ligne de transmission conventionnelle. Dans le cas B, l'influence la plus grande s'exerce, au contraire, sur le champ électrique, ce qui signifie que le dispositif se comporte à peu près comme **un condensateur en paralèlle** par rapport à une ligne de transmission conventionnelle.

RACCORDS, JOINTS et BORNES de GUIDE d'ONDES

Quoique ces dispositifs soient de nature assez compliquée, nous tâcherons toutefois d'analyser succinctement le principe de fonctionnement et de réalisation.

Couplage entre un émetteur et un guide d'ondes. - Le signal de sortie n'est pas disponible aux bornes d'une inductance comme cela est le cas aux fréquences inférieures, mais sur une électrode unique d'un tube spécial. La **figure 11** représente la méthode la plus commune de couplage entre un étage de sortie et un guide d'ondes, où l'on peut remarquer l'électrode d'excitation qui sort du tube et entre d'une certaine longueur dans le guide d'ondes réglable au moyen d'un dispositif à piston. Les dimensions du guide d'ondes sont calculées d'avance, afin qu'il puisse résonner sur une fréquence voisine de celle du signal. La longueur de l'électrode d'excitation, ainsi que la position du piston peuvent être réglées afin d'obtenir les caractéristiques désirées.

La mise au point est effectuée de façon à obtenir une distribution rationnelle des champs électrique et magnétique, afin que l'énergie produite puisse se propager à l'intérieur du guide en le parcourant sur toute sa longueur avec un minimum de pertes.

Couplage entre un guide d'ondes et un récepteur. - La **figure 12** représente un des dispositifs les plus simples de couplage entre un guide d'ondes et le tube d'entrée d'un récepteur. Ce système est semblable à celui que nous venons de décrire; tout d'abord on cherche la meilleure position du piston, puis, on effectue la mise au point de l'accordeur de façon que l'adaptation d'impédance soit correcte. Quelquefois la sonde de l'oscillateur local est réglable, toutefois elle est normalement prédisposée dans la position la plus indiquée. Le signal de l'oscillateur local est injecté en voisinage de l'accordeur; les deux signaux entrent de la même façon, modifiés au moyen du réglage du piston.

Couplage entre une ligne coaxiale et un guide d'ondes. - Deux cas se présentent: le guide d'ondes, auquel la ligne coaxiale doit être couplée, peut être à section circulaire ou rectangulaire. Dans le premier cas, le dispositif de couplage est représenté par la **figure 13**. En A l'adaptation est réalisée en faisant aboutir le conducteur extérieur de la ligne coaxiale contre une paroi plane qui limite une extrémité du guide d'ondes; le conducteur central s'étend, par contre, à l'intérieur du guide d'une longueur égale à un quart de longueur d'onde de façon à construire une électrode rayonnante qui pourvoit à l'émission du signal. Dans la section B de la figure est représenté un système d'adaptation en forme de cône; la ligne coaxiale se termine par un élargissement en forme de cône du conducteur extérieur, lequel atteint, à une certaine distance, le diamètre du guide d'ondes. Le conducteur central qui pourvoit à l'émission du signal s'étend tout le long de la hauteur à l'intérieur du tronc de cône.

La **figure 14** représente trois méthodes pour coupler

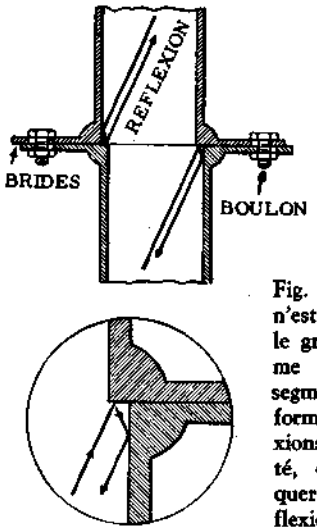


Fig. 16 - Si le joint n'est pas bien précis, le gradin qui se forme entre les deux segments provoque la formation de réflexions parasites. A côté, on peut remarquer le gradin de réflexion agrandi pour plus de clarté.

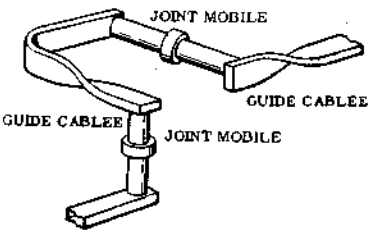


Fig. 17 - Divers types de joints dans un guide d'ondes, nécessaires pour fair varier l'orientation de la sortie dans toutes les directions possibles. On peut remarquer deux joints coulissants et deux segments de guide d'ondes repliés.

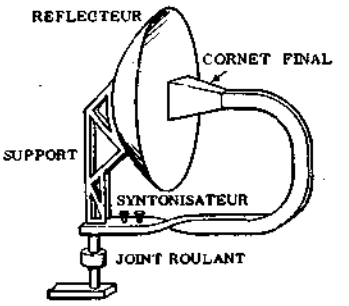


Fig. 18 - Système de couplage entre un guide d'ondes et un réflecteur parabolique orientable. Dès que les ondes sortent, elles sont réfléchies vers l'avant.

une ligne coaxiale et un guide d'ondes à section rectangulaire. Il s'agit toujours de connecter directement le conducteur extérieur de la ligne coaxiale à une paroi du guide d'ondes et, simultanément, de prolonger le conducteur intérieur de la ligne d'une certaine longueur à l'intérieur du guide. Sur la section A de la figure il est bien évident que la position du conducteur central qui avance à l'intérieur du guide par rapport à la paroi qui limite le guide lui-même prend une importance fondamentale pour l'adaptation. Il est nécessaire que la distance qui existe entre l'électrode rayonnante et la paroi qui sert de limite, corresponde à un sous-multiple de la longueur d'onde; dans le cas contraire, il ne se produit pas de phénomènes de réflexion tels que les signaux réfléchis puissent se renforcer l'un l'autre quand ils sont en phase. Les sections B et C représentent deux dispositions différentes.

Couplage entre les segments de guide d'ondes. - Il peut se présenter la nécessité d'avoir à prolonger un guide d'ondes au moyen de l'adjonction de segments de diverses longueurs. Pour obtenir une bonne propagation, sans compromettre les relations de phase entre les signaux réfléchis, l'emploi de joints spéciaux est requis (**figure 15**). Les deux points face à face doivent être construits avec la plus grande précision, afin d'éviter qu'entre le guide d'ondes et le segment ne se forme un gradin comme le montre la **figure 16**. Dans ce cas (voir les flèches qui représentent le signal en mouvement) on obtiendrait des réflexions nuisibles, lesquelles obligeraient le signal rayonné à se retourner vers la direction d'origine, ou bien à se propager tout le long du guide.

Les joints sont normalement munis (voir figure) d'une bride extérieure pourvue de trous pour la fixation au moyen de boulons. En cas de champ électrique intense, la distance « X-Y » (figure 15) est calculée de façon à correspondre à un quart de longueur d'onde. Les joints — quand il s'agit d'adapter le guide d'ondes à un ensemble de rayonnement (antenne) — peuvent être aussi du type coulissant. Grâce à la mobilité par rapport à l'axe propre de l'un d'eux, on peut étendre l'allongement du guide d'ondes dans différentes directions selon les nécessités. L'adaptation des deux brides est donc effectuée avec la possibilité de faire coulisser l'une d'elles jusqu'à ce que l'on trouve la position la plus indiquée. Pour les mêmes raisons, il est quelquefois nécessaire de replier un guide d'ondes sur lui-même, afin que les deux parois (dans le cas de la section rectangulaire) intervertissent leur position réciproque. Ce cas est représenté par la **figure 17**, où l'on remarque que le guide d'ondes en bas — couplé au signal — est couplé à son tour par un joint coulissant, puis par un guide d'ondes replié et ensuite au moyen d'un autre joint coulissant connecté à son tour à une nouvelle portion de guide d'ondes replié qui est, par suite, relié au dispositif de sortie.

Couplage entre un guide d'ondes et un élément rayonnant. - Les systèmes de couplage d'un guide d'ondes avec la sortie d'un émetteur à antenne direction, ont en commun le fait de concentrer la sortie du guide d'ondes vers l'élément réflecteur, afin que ce dernier puisse par la suite rayonner de l'énergie sous forme d'un faisceau directionnel. La **figure 18** représente un cas typique. Le signal provenant du générateur arrive au dispositif de couplage à travers le guide d'ondes à section rectangulaire. Celui-ci est accouplé à un point coulissant à la sortie duquel se trouve une autre portion de guide d'ondes à section rectangulaire du type replié. A l'entrée de cette portion est fixé un dispositif d'accord muni de régulateurs à vis. Le signal qui se propage à travers cette dernière portion de guide d'ondes recourbé en « U », sort du guide lui-même en un point auquel est appliqué un cornet servant de borne. Ce cornet s'agrandit vers l'extérieur. La grosseur du cornet et sa distance à la parabole qui constitue l'élément réfléchissant, ainsi que les dimensions de ce dernier, doivent être calculées de façon à permettre le rendement le plus élevé possible. Le signal de sortie du guide d'ondes heurte un point de la parabole et se réfléchit sous forme d'un faisceau d'ondes fortement directionnel. C'est ainsi que toute l'énergie de l'émetteur est concentrée et se propage le long d'une ligne droite pour constituer l'onde directe dont nous avons parlé au commencement de la leçon.

Leçon n° 149

CIRCUITS RELATIFS AUX HYPERFREQUENCES

Nous venons de voir qu'entre les composants utilisés dans les circuits fonctionnant sur les fréquences qui s'étendent jusqu'à un maximum de 1 000 MHz et ceux fonctionnant sur des fréquences plus grandes, existent des différences notables. Nous savons par exemple, qu'une ligne de transmission est, normalement remplacée par un guide d'ondes au delà de 1 000 MHz. On peut en dire autant pour tout ce qui concerne les circuits accordés constitués par une inductance et une capacité: les composants (L et C) nécessaires pour obtenir l'accord sur une fréquence déterminée sont, dans le domaine des micro-ondes, remplacés par les « cavités résonnantes », lesquelles permettent, grâce à leurs caractéristiques de dimensions, l'accord sur une fréquence définie plutôt que sur une autre.

En tenant compte de ces différences, il n'est pas surprenant que les circuits fonctionnant sur des fréquences qui appartiennent à la gamme des hyperfréquences n'aient que quelques points en commun avec ceux fonctionnant sur des fréquences plus petites.

TUBES pour HYPERFREQUENCES

Les tubes utilisés aux fréquences supérieures à 1 000 MHz ont des caractéristiques tout à fait particulières. Nous avons déjà signalé le « Klystron » et le « Magnétron ».

KLYSTRON. - Alors que dans les lampes phares on s'est efforcé de réduire le temps de transit des électrons en réduisant la distance qui sépare les électrodes, dans le klytsron, on module la vitesse des électrons, en lui faisant subir de petites variations suivant une loi périodique à la fréquence désirée.

Le klystron se compose de quatre parties: un dispositif de production du faisceau électronique, (cathode); un dispositif de modulation de la vitesse du faisceau, constitué par deux grilles (g1 et g2) et une cavité résonnante dite « rassembleuse » (Buncher); un dispositif de « groupement » ou de « glissement » situé entre les grilles g1 et g2; un espace de « captation » comportant deux grilles (g3 et g4) et une seconde cavité résonnante dite collectrice (catcher); enfin, une anode qui recueille le faisceau.

La figure 1 représente un klytsron vu en coupe. Une tension positive est appliquée entre la cathode et l'ensemble des autres électrodes. Le principe de fonctionnement est alors le suivant: les électrons émis par la cathode sont accélérés par la grille g1. Ils pénètrent alors dans l'espace compris entre g1 et g2. Ces deux grilles font partie d'une cavité résonnante appelée « cavité rassembleuse » (Buncher), où règne un champ alternatif de haute fréquence. Ce champ produit une **modulation de vitesse** du faisceau électronique. En effet, durant les demi-périodes positives du champ, les électrons sont accélérés, (ils empruntent alors de l'énergie au champ); pendant les demi-périodes négatives du champ, ils sont, au contraire, freinés (ils cèdent alors de l'énergie au champ). La distance qui sépare les deux grilles est petite, de façon qu'un électron ne puisse subir des effets opposés d'accélération et de freinage.

Le faisceau électronique ainsi modulé en vitesse pénètre dans l'espace de glissement; autrement dit, on obtien une modulation de densité. Les paquets d'électrons traversent un second espace, dit de « captation », limité par les grilles g3 et g4 et rencontrent une cavité collectrice, et induisent dans celle-ci un champ de même fréquence que celui de la cavité rassembleuse. Enfin, le faisceau électronique est recueilli, à la sortie de l'espace de captation, par l'anode portée au même potentiel, continu, positif, que l'ensemble des grilles. Si on excite la cavité rassembleuse et si l'on recueille l'énergie induite dans la cavité collectrice, le klystron fonctionne en amplificateur. On utilise de plus, dans ce but, des klystrons à 3 ou 4 cavités intermédiaires. Si on prélève de l'énergie dans la cavité collectrice pour la ramener, avec la phase convenable, dans la cavité rassempleuse, le klystron fonctionne en oscillateur. Enfin, il existe des klystrons à cavité résonnante unique et dont l'anode est portée à un potentiel négatif par rapport à la cathode; ce sont les klystrons « reflex ».

LE MAGNETRON. - Un magnétron est essentiellement un tube diode, généralement à structure cylindrique. Il comporte donc, une cathode axiale à chauffage indirect, entourée d'une anode cylindrique (figure 2) ayant le même axe, portée à une tension continue positive par rapport à la cathode. Le magnétron se distingue de la diode classique par le fait qu'il est placé dans un champ d'induction magnétique continue et uniforme, parallèle à l'axe. Le champ d'induction magnétique peut être produit par un aimant permanent ou un électroaimant. Dans la majorité des cas, on utilise un aimant permanent au point de vue stabilité du champ (suppression du circuit d'excitation. Le magnétron à une seule anode massive ne présente pas un très grand intérêt. On a donc eu l'idée de construire des magnétrons à anode fendue, dans lesquels l'anode est divisée en

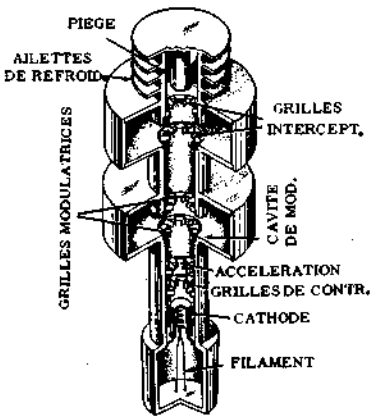


Fig. 1 - Un « klystron » vu en coupe.

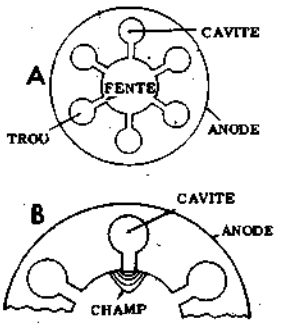


Fig. 2 - En A, aspect de l'anode d'un magnétron à cavités. En B l'on peut noter les lignes d'induction du champ à l'entrée d'une cavité.

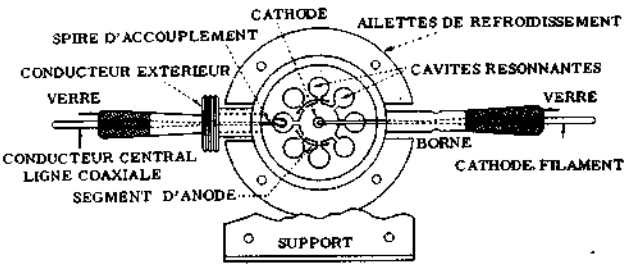


Fig. 3 - Dessin en coupe d'un magnétron. Les pièces polaires d'un aimant permanent sont appliquées aux deux faces, dont celle supérieure est visible dans le plan. Les lignes d'inductions sont parallèles à l'axe de l'anode.

plusieurs segments, tous au même potentiel continu.

Aux très hautes fréquences, il n'est plus possible, on le sait, d'utiliser des circuits accordés classiques. On emploie alors des cavités résonnantes. Il est particulièrement commode de creuser ces cavités dans la paroi même d'une anode massive de magnétron. On a ainsi réalisé des magnétrons à cavités, permettant d'atteindre la fréquence de 30 000 MHz.

La **figure 3** représente un tel magnétron, pourvu de 8 cavités résonnantes: il existe, cependant, d'autres types ayant un nombre plus élevé de cavités. Il existe également des magnétrons à ailettes, des magnétrons à fentes inégales appelés « soleil levant »; ce dernier type permettant d'atteindre les ondes millimétriques.

En général, les magnétrons fonctionnent en régime d'impulsion, dans les émetteurs de « Radar ». La tension anodique n'est appliquée que par impulsions très brèves, de l'ordre de la microseconde; la fréquence de répétition est de l'ordre de 1 000 Hz.

Pendant les impulsions, l'émission de la cathode atteint une intensité de 50 ampères environ; par conséquent, on fait appel aux oxydes ayant un coefficient d'émission élevé (oxydes de baryum et de strontium).

Cependant, aucune cathode ne serait capable de fournir par simple chauffage des courants aussi énormes. En réalité, la majeure partie de l'émission de la cathode est dûe au phénomène de chauffage en retour.

Durant le fonctionnement, un certain nombre d'électrons émis retombent sur la cathode; l'énergie qu'ils développent contribue au chauffage de cette dernière et provoque une émission secondaire parfois très importante. Le chauffage direct peut donc être notablement diminué. Pour certains magnétrons puissants, il peut même être complètement supprimé sans provoquer l'arrêt du fonctionnement; la chauffage en retour étant suffisant pour assurer l'émission électronique de la cathode. Si le champ électrique de l'anode existait seul (cas d'une diode classique de structure cylindrique), les électrons iraient directement de la cathode à l'anode, en décrivant un rayon, (**figure 4**) et le tube ne pourrait pas osciller. L'effet du champ d'induction magnétique est de courber la trajectoire des électrons vers la cathode. Cette trajectoire est complexe (trajectoire en spirale) et son étude très compliquée. Enfin si le champ d'induction magnétique existait seul, les électrons décriraient un cercle. La **figure 5** donne une répresentation schématique de la structure interne d'un « magnétron », dont le fonctionnement comme oscillateur dans les gammes S.H.F. sera étudié plus loin.

Autres considérations sur les Tubes

Pour l'amplification, on utilise des klystrons (à l'émission). Les cavités, rassembleuse et collectrice, ayant un coefficient de surtension très élevé, la bande de fréquence que peut amplifier un klystron est relativement étroite.

Afin d'augmenter cette largeur de bande, on a réalisé des klytsrons amplificateurs à 3,4 ou même 5 cavités résonnantes. Les cavités intermédiaires sont insérées dans l'espace de glissement. On obtient ainsi un gain en puissance de 50 dB (soit une amplification de l'ordre, de 40 000) et une puissance également élevée (10 kW à 3 000 MHz en régime permanent et 2 mégawatts en régime d'impulsion). Signalons que dans les klystrons de grosse puissance, les cavités résonnantes ne font pas partie du tube, mais s'emboîtent sur lui.

La composante haute fréquence du courant transporté par le faisceau électronique d'un klystron, comportant de nombreux harmoniques, le klystron peut être utilisé comme multiplicateur de fréquence. Les amplitudes des harmoniques 2 et 3 sont respectivement égales à 83% et 75% de l'amplitude de la fondamentale.

Enfin, pour obtenir une plus grande amplification, on peut monter deux klystrons en cascade, grâce à une ligne coaxiale qui couple la cavité de sortie (collectrice) du premier tube à la cavité d'entrée du second (rassembleuse).

On utilise aussi des **tubes à ondes progressives**, dans la gamme de fréquences comprises entre 1 000 et 15 000 MHz (30 cm à 2 cm). La puissance qu'ils délivrent est de l'ordre de quelques dizaines de watts. On peut cependant atteindre un kilowatt en refroidissant l'hélice, réalisé avec un tube de cuivre, par circulation d'eau.

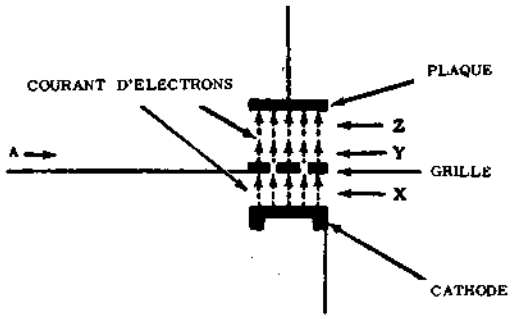


Fig. 4 - Si dans une triode la tension entre la plaque et la cathode est constante et la polarisation de grille est telle qu'elle empêche un courant de grille, l'intensité du courant anodique est la même dans les trois sections indiquées respectivement par X, Y et Z.

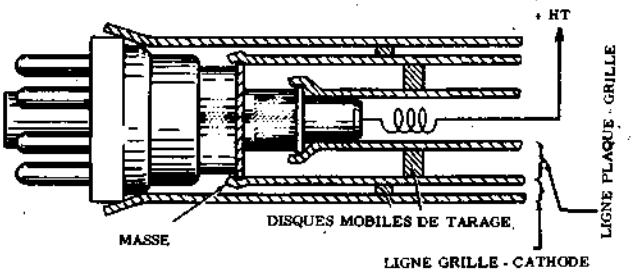


Fig. 5 - Emploi du tube « phare » comme étage oscillateur. Les circuits de grille et de plaque sont constitués par des lignes coaxiales rigides assemblées sur le même tube, de sorte que les connexions extérieures soient éliminées. L'anode est alimentée à travers une bobine d'arrêt dûment dimensionnée.

En ce qui concerne les oscillateurs, on emploie:

a) les klystrons à deux cavités (en couplant au moyen d'une ligne coaxiale les cavités d'entrée et de sortie) ou les klystrons réflex, dont la puissance de sortie est très inférieure à celle des précédents (quelques centaines de milliwatts). Aussi les utilise-t-on à la réception comme oscillateurs locaux, dans les gammes de fréquences allant de 1 000 à 75 000 MHz. Un modèle de klystron réflex, réalisé par Philips, dans lequel les électrons sont soumis à des réflexions multiples, délivre 15 watts à 3 000 MHz.

b) **les magnétrons**, entre 1 000 et 25 000 MHz. C'est un tube idéal pour la génération d'impulsions HF destinées au radar. C'est en effet un tube simple à construire, robuste et de rendement très élevé, pouvant dépasser 80% (magnétron à cavités). Les petits magnétrons, de la dimension d'un tube de réception classique, délivrent une puissance de quelques kilowatts. Les gros magnétrons (de la grosseur d'un tube d'émission) fournissent une **puissance de crête** de 10 000 kW (10 MW); en régime d'impulsion, cela s'entend.

c) **les carcinotrons** (ou tube à ondes régressives) pour les fréquences s'étendant de 1 000 à 10 000 MHz. Leur puissance oscillante est notable: plusieurs centaines de watts sur une longueur d'onde de 10 cm et quelques milliwatts sur $\lambda/2$ cm. Enfin, les récepteurs ressemblent aux superhétérodynes classiques. Les différences résident, d'une part, dans l'étage convertisseur (on peut utiliser un klystron monté en changeur de fréquence, la première cavité étant accordée sur la fréquence incidente et la seconde sur celle d'un oscillateur local); d'autre part, dans la valeur de la fréquence intermédiaire, qui est beaucoup plus élevée.

Avant d'entreprendre l'étude du fonctionnement des types de tubes que nous venons de mentionner « klystron », « magnétron », tube à ondes progressives, il est nécessaire que nos lecteurs se penchent sur tout ce que nous avons dit à propos de la production d'oscillations à fréquence plus petite; en d'autres termes, pour comprendre clairement les raisons pour lesquelles, dans le domaine des hyperfréquences, des dispositifs tout à fait particuliers sont nécessaires, il faut connaître parfaitement les circuits utilisés pour la production d'oscillations à fréquence inférieure, ainsi que les inconvénients et les limitations dus à la fréquence elle-même.

L'énorme importance du temps de transit, c'est-à-dire, le temps que les électrons mettent pour aller de la cathode à la plaque d'un tube, nous est bien connue. Supposons (**figure 6**) que la tension entre la plaque et la cathode soit constante, ainsi que celle qui existe entre la grille et la cathode. Supposons, en outre, que le potentiel négatif de grille soit tel qu'il empêche un passage quelconque de courant dans le circuit de la même grille. Dans de telles conditions, le courant de plaque atteint une valeur constante quelques instants après l'application des deux tensions (de plaque et de grille) et le nombre des électrons qui s'approchent de la grille est égal au nombre des électrons qui s'éloignent d'elle.

Supposons maintenant que l'on superpose à la tension de polarisation de grille, une tension alternative sinusoïdale. Si le temps de transit est négligeable (ce qui a lieu aux fréquences relativement basses), les courants qui circulent entre la cathode et la grille et entre la grille et l'anode sont en phase, si bien que le courant dans le circuit de grille est toujours nul.

Lorsque le temps de transit ne peut plus être négligé (ce qui a lieu pour les fréquences très élevées), les deux courants sont déphasés par rapport à la tension de grille et l'un par rapport à l'autre; ils n'atteignent leur valeur maximale qu'avec un retard d'autant plus grand que le temps de transit représente une fraction plus importante de la période du signal. Signalons à ce propos que, dans un tube triode, le temps de transit cathode-grille est plus grand que le temps de transit grille-anode, car la grille est portée à une tension beaucoup plus faible que l'anode. Dans ces conditions, un courant apparaît dans le circuit de grille.

Ce courant peut être décomposé en deux composantes:

a) l'une en phase avec la tension de grille; elle traverse donc une résistance fictive dont la valeur est inversement proportionnelle au carré de la fréquence;

b) l'autre, en avance de 90° sur la même tension; elle

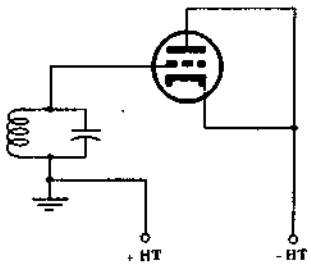


Fig. 6 - Dans l'oscillateur de « Barkhausen », la cathode et la plaque ont le même potentiel négatif et la grille est positive. Celle-ci laisse néanmoins passer quelques électrons, lesquels oscillent autour d'elle avant d'être captés.

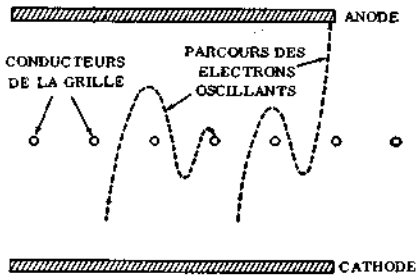


Fig. 7 - Pendant le fonctionnement, les électrons non captés traversent la grille, après quoi ils sont attirés de nouveau, la retraversent en sens inverse et ainsi de suite. Ils exécutent ainsi une série d'oscillations autour de la grille, avant d'être captés par elle.

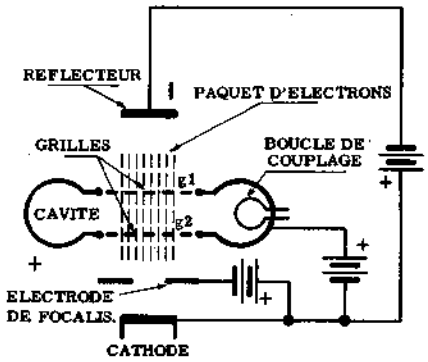


Fig. 8 - Représentation schématique d'un « klystron réflex ». Il y a deux grilles, une seule cavité résonnante et un réflecteur porté à une tension négative, qui repousse les électrons.

traverse donc une capacité fictive proportionnelle à la pente du tube. De plus, l'inductance des connexions internes a pour effet de ramener, en parallèle sur l'entrée, une résistance fictive inversement proportionnelle au carré de la fréquence.

On conçoit ainsi que l'impédance d'entrée devienne **extrêmement faible** aux fréquences très élevées, supérieures à 150 MHz, constituant un véritable court-circuit. D'où la nécessité d'utiliser des tubes spéciaux.

Oscillateur à tube « phare »

Dans la leçon 146, nous avons déjà eu l'occasion de faire connaissance avec un type de tube propre au fonctionnement sur les fréquences supérieures à 1 000 MHz; il s'agit du tube « phare », ainsi appelé à cause de sa forme extérieure caractéristique, illustré à la page 1177 (figure 20). Etant donné la disposition particulière et les dimensions des électrodes de ce tube, ainsi que la haute tension anodique, la capacité interélectrode et le temps de transit prennent des valeurs qui permettent le fonctionnement dans un secteur déterminé de la gamme des fréquences dont nous nous occupons. Etudions maintenant quelques types d'oscillateurs basés sur l'emploi de ce tube et, de suite, les oscillateurs qui utilisent des circuits spéciaux propres au fonctionnement sur les micro-ondes.

Le tube « phare » est, en général, utilisé dans un circuit avec grille mise à la masse. L'impédance entre la grille et l'anode est à caractéristique inductive tandis que celle qui existe entre la cathode et la grille est à caractéristique capacitive (réglable). La capacité existant entre la cathode et la plaque constitue, elle-même, la troisième réactance nécessaire au circuit de réaction, au moyen duquel les oscillations se produisent.

Les éléments qui déterminent la fréquence de fonctionnement sont, en général, des lignes coaxiales rectilignes (voir **figure 7**). Le conducteur extérieur et le conducteur intermédiaire constituent la ligne grille-cathode tandis que le conducteur intermédiaire et le conducteur intérieur constituent la ligne plaque-grille. Ces deux lignes sont accordables au moyen du déplacement de disques de court-circuit. Le signal de sortie est prélevé par l'intermédiaire d'une spire de couplage ou au moyen d'une sonde (non représentées), lesquelles sont placées dans l'espace compris entre les deux conducteurs concentriques de plaque et de grille.

Le dispositif est fréquemment utilisé pour la production d'oscillations dans la gamme la plus basse des hyperfréquences, ou bien, comme étage amplificateur dans les récepteurs fonctionnant sur de telles fréquences.

Oscillateur à grille positive ou oscillateur de « Barkhausen »

Ce type d'oscillateur, dont le nom dérive de celui de son inventeur, fonctionne, lui aussi, avec des tubes analogues aux tubes classiques qui sont bien connus de nos lecteurs. Cet oscillateur est rarement utilisé; cependant, l'analogie qu'il présente avec le type d'oscillateur basé sur l'emploi du « klystron » nous a incité à décrire sa construction et son fonctionnement.

Considérons une triode ordinaire, polarisée de telle sorte, que la plaque et la cathode soient au même potentiel tandis que la grille est, par rapport à ces dernières à un potentiel positif d'une centaine de volts (voir **figure 8**). Ces électrons émis par la cathode sont accélérés par la grille positive, celle-ci est constituée de spires assez fines ayant entre elles une distance relativement grande; pour cette raison, une bonne partie des électrons arrive à passer dans les espaces libres. Ils sont alors freinés par l'anode et finissent par rebrousser chemin, retraversent la grille en sens inverse, après avoir subi une nouvelle accélération. Ils sont alors à nouveau freinés mais cette fois par la cathode, portée au même potentiel négatif que l'anode; leur vitesse décroît et finit par s'annuler. Les électrons subissent alors une nouvelle accélération de la part de la grille et le même processus recommence; ils amorcent ainsi la **figure 9**. Dès que les électrons sont captés par la grille, ils sont remplacés par d'autres, provenant de la cathode. La fréquence des oscillations engendrées dans le circuit accordé, qui équivaut au double de celle avec laquelle les électrons oscillent, est déterminée par la tension appliquée aux électrodes, et par la distance existant entre elles. La fréquence est double de celle

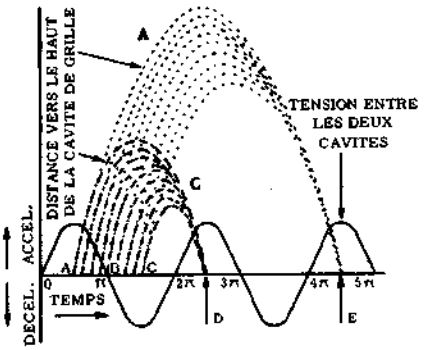


Fig. 9 - Mouvement des électrons dans un « klystron réflex »; la tension alternative existant entre les grilles provoque des accélérations successives des électrons (modulation de vitesse). D et E sont les points d'arrivée.

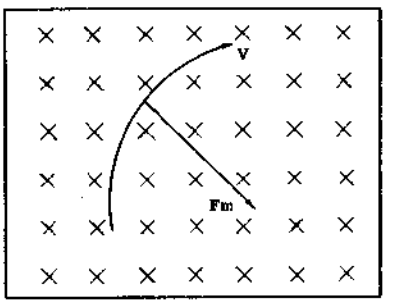
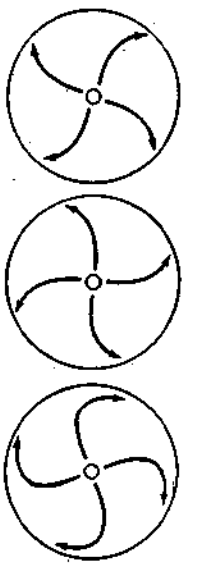


Fig. 10 - La force électromagnétique (Fm) exercée sur un électron en mouvement est perpendiculaire aussi bien à la direction du champ qu'à la direction de mouvement de l'électron (V), et tend à lui faire décrire un cercle.

Fig. 11-A - Pour une polarité donnée du champ (perpendiculaire à la page), le cercle est décrit dans le sens des aiguilles d'une montre.

Fig. 11-B - En inversant la polarité du champ magnétique appliqué, la trajectoire des électrons s'inverse aussi.

Fig. 11-C - En augmentant l'intensité du champ magnétique, ou en réduisant la tension qui existe entre la plaque et la cathode, la courbure de la trajectoire des électrons augmente.



des oscillations des électrons, étant donné que la direction du courant s'inverse quatre fois durant un cycle d'oscillation de chaque électron: deux fois lorsque la vitesse des électrons s'annulent et que ceux-ci rebroussent chemin et deux fois lorsqu'ils traversent la grille.

Supposons maintenant qu'une tension alternative ayant la même fréquence que le courant oscillatoire soit superposée au potentiel continu positif appliqué à la grille. Les électrons qui s'approchent de la grille durant la demi période positive de la tension alternative appliquée et qui s'en éloignent durant l'alternance négative, engendrent des courants résistifs qui **absorbent** de l'énergie au générateur qui alimente la grille. Autrement dit, le courant associé au mouvement de ces électrons chemine vers la grille durant les demi-périodes positives de la tension et il s'en éloigne durant les demi-périodes négatives.

D'autre part, les électrons qui oscillent avec un déphasage de 180° par rapport aux premiers, fournissent de l'énergie à la grille, étant donné que les courants relatifs s'en éloignent durant les demi-périodes positives. De tels électrons fournissent par conséquent de l'énergie au générateur qui alimente la grille.

Considérons tout d'abord ce qui arrive à l'un des électrons qui fournissent de l'énergie à la grille. Durant une demi-période positive de la tension appliquée, il s'éloigne de la grille; durant la demi-période négative (suivante) il se dirige, au contraire, vers cette dernière. Il est par conséquent fortement attiré quand il s'éloigne de la grille et faiblement quand il s'approche d'elle. L'attraction assez forte qu'il subit pendant qu'il s'en éloigne, lui empêche de s'enfuir de la zone qui entoure la grille elle-même et, d'autre part, la faible attraction qu'il subit ensuite, lui empêche d'être immédiatement capté. L'électron continue pour cette raison à osciller pendant un temps relativement long.

En ce qui concerne les électrons qui absorbent de l'énergie du générateur alimentant la grille, il se passe exactement le contraire. D'après ces considérations on peut comprendre aisément que les électrons qui fournissent de l'énergie à la grille continuent à osciller pendant un temps plus long par rapport aux autres.

Dans le circuit représenté par la **figure 6**, une discordance momentanée quelconque entre les courants oscillatoires de la grille détermine la présence d'oscillations dans le circuit résonnant LC. Celui-ci fournit à son tour une tension alternative à la grille, ce qui provoque l'échappement de quelques électrons de l'espace environnant la grille, comme nous l'avons déjà dit. En conséquence, la nuée d'électrons oscillant qui l'environne continue à fournir des impulsions d'énergie au circuit résonnant extérieur, en entretenant ainsi les oscillations: ces oscillations qui sont indépendantes du temps de transit et de la capacité interélectrode, peuvent avoir une fréquence supérieure à 1 000 MHz.

KLYSTRON REFLEX (Oscillateur) — Un klystron réflex comprend essentiellement: a) Une cathode émettrice d'électrons; b) Une cavité résonnante unique avec deux grilles g1 et g2, servant à la fois de cavité rassembleuse et de cavité collectrice.

Principe de fonctionnement

La cavité résonnante est le circuit oscillant du klystron; on peut se l'imaginer facilement dérivant du circuit LC classique. L'inductance se réduit à une seule boucle et la mise en parallèle de plusieurs boucles diminue encore sa valeur; à la limite nous obtenons un volume dont la partie centrale est capacitive et la partie périphérique inductive.

La cavité est portée à un potentiel Vc positif par rapport à la cathode. En l'absence de champ H.F., elle accélère les électrons uniformément. Le réflecteur est porté à une tension Ur négative par rapport à la cathode. Les électrons qui s'en approchent sont repoussés et reviennent vers la cavité qu'ils traversent et sont captés en grande partie par les parois du tube. S'il existe un champ haute fréquence entre les grilles de la cavité, la vitesse du faisceau est modulée: certains électrons sont accélérés et d'autres ralentis par rapport à la vitesse moyenne des électrons du faisceau. Il se forme des paquets d'électrons revenant vers la cavité.

Lorsque les électrons sont freinés à l'aller, ils cèdent de l'énergie au circuit. Le système peut osciller,

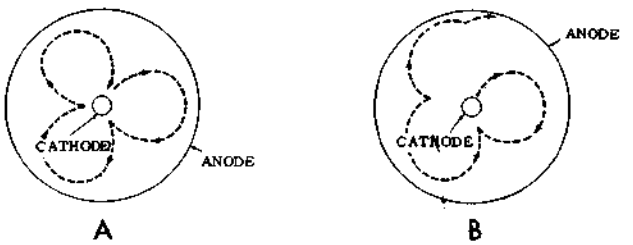


Fig. 12 - En A, parcours théorique des électrons correspondant aux relations déterminées entre l'intensité du champ et les tensions appliquées entre la plaque et la cathode. En B, altérations qui se produisent en pratique, par la répulsion mutuelle des électrons et à cause de la présence des effets des cavités de l'anode.

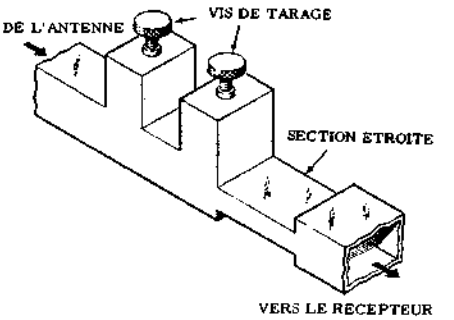


Fig. 13 - Pour la présélection du signal d'entrée, outre les dispositifs d'accord à vis, on a, en série avec le guide d'ondes, un segment à section plus petite qui présente une impédance plus grande aux fréquences à éliminer.

si cette énergie est suffisante, à une fréquence voisine de celle de la cavité. Cela se produit si les paquets d'électrons reviennent au moment convenable. On peut modifier cette fréquence par déformation mécanique de la cavité. On peut le faire par modification de la tension Ur. La figure 9 représente le mouvement des électrons à travers le klystron réflex. Si, à un certain instant, un paquet d'électrons traverse l'espace entre les grilles lorsque la phase de la tension HF est la plus décélatrice, le faisceau cède une plus grande quantité d'énergie et l'amplitude des oscillations est maximale. On ajuste la phase en réglant Ur.

Ainsi, l'électron A, qui apparaît, pendant l'alternance positive de la tension HF existant entre les 2 grilles, est accéléré et se dirige rapidement vers le réflecteur avant de rebrousser chemin. L'électron B, par contre, ne subit aucune modification de vitesse, car il arrive au moment où la tension alternative s'annule. Enfin, l'électron C, qui apparaît durant l'alternance négative subit un ralentissement, c'est pourquoi il rebrousse chemin après un bref parcours. Le processus de groupement se répète pour chaque cycle complet.

Comme dans les oscillateurs classiques, la cavité résonnante est excitée (c'est-à-dire que les oscillations s'amorcent) par la simple impulsion de courant qui résulte de l'application de la tension positive aux deux grilles. Du fait qu'il soit facile de régler la fréquence en modifiant la tension négative du réflecteur, les klystrons réflex sont très commodes et se prêtent admirablement au réglage automatique de fréquence des oscillateurs locaux des récepteurs et à la modulation de fréquence.

Le « MAGNETRON »

La théorie du fonctionnement d'un « magnétron » est basée sur le mouvement des électrons dans une diode cylindrique soumise à la fois à un champ magnétique et à un champ électrique. Une des caractéristiques principales par lesquelles il se différencie du « klystron » et que nous avons déjà signalée, réside dans le fait qu'il ne peut fonctionner qu'en générateur d'oscillations hyperfréquences. La loi qui régit le mouvement des électrons dans un champ électrique uniforme établit, que la force exercée sur eux par un tel champ est proportionnelle à l'intensité du champ lui-même et que la direction de la force exercée est opposée à celle de ce champ. Autrement dit, les électrons tendent à se déplacer des zones à bas potentiel vers celles à haut potentiel.

La loi qui régit par contre le mouvement des électrons dans un champ d'induction magnétique uniforme établit que si la vitesse des électrons est perpendiculaire au champ, ceux-ci subissent perpendiculairement à la direction de la vitesse, une force constante qui tend à leur faire décrire un cercle, comme le montre la **figure 10**. Dans cette représentation graphique, l'on suppose que le champ magnétique en question est dirigé vers le plan de la page. Remarquons que, si un électron est immobile dans un champ magnétique, il ne subit aucune influence de la part de ce dernier.

La **figure 11** montre les effets d'un champ d'induction magnétique faible. Notons que le parcours des électrons est toujours courbé dans une même direction dépendant de la polarité du champ, (lequel est perpendiculaire au plan de la page). Si la polarité s'inverse, la trajectoire des électrons change de direction, comme on peut le constater en comparant les sections A et B de la figure. Si l'on applique un champ magnétique plus intense ou une tension inférieure entre la cathode et l'anode, on obtient une courbure plus grande de la trajectoire des électrons, comme le montre la section C de la figure. On peut donc se représenter le magnétron comme étant le siège d'un nuage électronique formant les rayons d'une roue qui tournerait autour de la cathode en synchronisme avec l'onde de tension anodique. Si, entre les intensités du champ magnétique et la tension appliquée entre la cathode et l'anode, des relations bien déterminées existent, le parcours des électrons prend une forme analogue à celle représentée par la **figure 12-A**. En réalité, l'expression graphique est exclusivement théorique, étant donné qu'elle ne considère pas toutes les interactions entre les électrons, ainsi que l'effet dû à la présence des cavités. En pratique, les

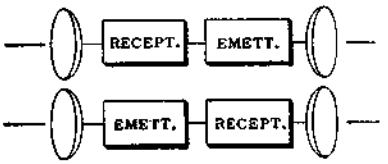


Fig. 14-A - Dans les stations intermédiaires à deux voies, on emploie quelquefois quatre antennes. Chaque paire capte dans une direction et rayonne dans une autre.

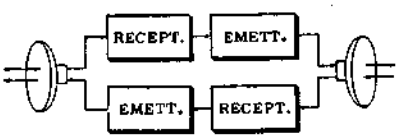


Fig. 14-B - On préfère parfois utiliser seulement deux antennes; chacune d'elles capte sur une fréquence et rayonne sur une autre simultanément.

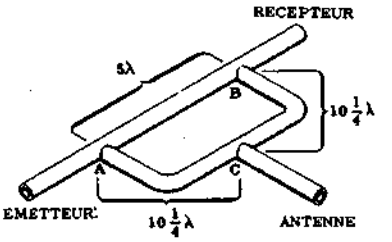


Fig. 15 - Exemple de connexion hybride. En pratique, il s'agit de déterminer les longueurs des conducteurs de façon à permettre le passage de chaque signal dans une seule direction.

collisions entre les électrons eux-mêmes dérangent la marche régulière de leurs parcours, lesquels vont de la cathode à l'anode et, de cette dernière retournent à la cathode. Il arrive toujours qu'une partie d'entre eux peuvent atteindre l'anode comme l'indique la section B de la figure.

Bien qu'il soit possible d'obtenir des parcours divers du courant anodique au moyen d'une tension anodique quelconque (si l'on utilise un champ magnétique adéquat) ou au moyen d'un champ magnétique quelconque (si l'on utilise une tension anodique adéquate) la possibilité de produire des oscillations (c'est-à-dire un transfert d'énergie des électrons aux cavités) dépend des relations qui existent entre la vitesse des électrons, laquelle est fonction de la tension anodique, la distance entre les cavités et la fréquence de résonance de ces dernières. Le « magnétron » oscille par conséquent seulement pour une gamme relativement réduite d'intensité du champ magnétique et d'amplitude de la tension anodique.

INSTALLATION de RAYONNEMENT S.H.F.

Ainsi que nous l'avons vu, le « klystron », qui peut être utilisé comme oscillateur ainsi que comme amplificateur, est employé pour la production d'oscillations de fréquence supérieure à 1 000 MHz; ces oscillations peuvent, si nécessaire, être de suite amplifiées au moyen de nouveaux étages (toujours du même type mais dépourvus de dispositifs de réaction). Les oscillations ainsi produites sont utilisées pour exciter un guide d'ondes ou une ligne coaxiale, comme le montre la figure 13 de la leçon précédente. Evidemment, le guide d'ondes doit être dimensionné de façon qu'il puisse parfaitement résonner sur la fréquence des signaux.

En ce qui concerne le rayonnement, nous avons vu qu'à l'extrémité du guide d'ondes est connecté un cornet de sortie, généralement sous forme d'un tronc de pyramide (pour les guides d'ondes rectangulaires), ou d'un tronc de cône (pour les guides d'ondes circulaires); ce cornet envoie les micro - ondes au centre d'un réflecteur parabolique (celui-ci aussi dûment dimensionné) qui, à son tour, produit le rayonnement. Quelquefois, pour des gammes déterminées de fréquences. on installe au centre de l'élément réflecteur un petit dipôle qui est directement excité par les ondes provenant du guide. Ce dipôle excite indirectement la parabole qui réfléchit vers l'espace extérieur le faisceau d'ondes directionnelles, tout comme cela se passe avec les U.H.F.

Les antennes utilisées en S.H.F. sont toujours du type parabolique, parce que, en tenant compte de la caractéristique de propagation de telles fréquences, la concentration en un faisceau fin est nécessaire de façon à permettre la propagation dans une direction unique avec le maximum d'énergie disponible. Voyons maintenant comment les hyperfréquences peuvent être reçues.

RECEPTEUR pour S.H.F.

Au commencement de la leçon précédente nous avons particulièrement signalé qu'un des principaux avantages des hyperfréquences par rapport aux fréquences inférieures réside dans la largeur notable de bande utilisable que l'on peut obtenir assez facilement. Dans les appareillages de télécommunications fonctionnant dans les gammes S.H.F., l'augmentation de la largeur de bande disponible permet d'augmenter le nombre de canaux qui peut être compris dans une gamme déterminée de fréquences. Les récepteurs fonctionnant sur de telles gammes sont semblables aux récepteurs « radar », que nous décrirons plus loin. En substance, ils sont assez simples, mais les appareillages qui les équipent sont, par contre, plutôt compliqués. Cela résulte du fait que les dispositifs d'accord pour séparer les canaux, ne sont pas faciles à réaliser comme cela est le cas pour les fréquences inférieures.

En général, les récepteurs sont du type superhétérodyne et il est toujours préférable d'utiliser un dispositif de présélection précédant l'étage changeur; surtout lorsqu'il peut se produire une interférence dûe la présence, à peu de distance, d'un émetteur fonctionnant sur une longueur d'onde voisine de celle de réception.

Dans les récepteurs fonctionnant sur la gamme la plus basse des hyperfréquences, on emploie souvent deux étages de présélection. Par contre, dans les gam-

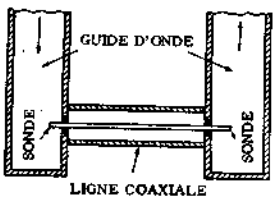


Fig. 16-A - Principe du tube à onde progressive. Il s'agit de deux guides d'ondes qui sont réunis entre eux par une ligne coaxiale. Le conducteur intérieur pénètre dans les deux guides.

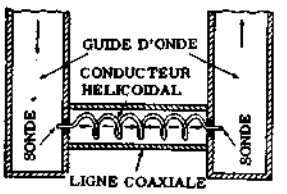


Fig. 16-B - En ajoutant un canon électronique à gauche, et une anode à droite, on obtient un tube à onde progressive. Les fenêtres permettent de pratiquer le vide, et elles laissent passer les ondes.

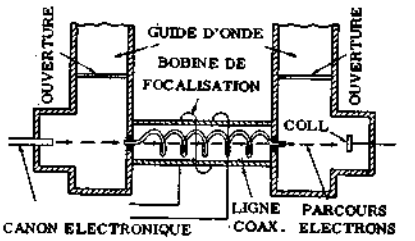


Fig. 16-C - Dans ce cas, le conducteur intérieur de la ligne coaxiale a une forme hélicoïdale. Le courant engendre un champ magnétique à l'intérieur, indiqué par les flèches.

mes plus élevées, cette tâche est confiée à des filtres (cavités résonnantes), du type à bande étroite. De telles cavités peuvent être accordées exactement sur la fréquence de fonctionnement, ou insérées le long du guide d'ondes à travers lequel le signal atteint le récepteur. La **figure 13** montre une seconde méthode: il s'agit d'un guide d'ondes (connecté par une borne à l'antenne du récepteur et par l'autre au récepteur lui même) le long duquel sont placés deux dispotifs d'accord à vis, suivis par une cavité résonnante ayant des dimensions différentes de celles de la ligne dont elle fait partie. Ce faisant, la ligne de transmission toute entière (à guide d'ondes), constitue une mauvaise adaptation à l'égard des signaux ayant une fréquence différente de celle que l'on désire recevoir et atteint, par conséquent, le but fixé. Si, afin d'augmenter la sélectivité, on désire éliminer une fréquence déterminée correspondant à un signal qui interfère à la réception, on peut y arriver au moyen d'une série de dispositifs d'accord à vis. Un de ces dispositifs est réglé de sorte qu'il constitue un court-circuit du guide d'onde par rapport au signal à éliminer; celui-ci est alors entièrement réfléchi vers la direction d'où il provient. Les autres dispositifs d'accord sont, au contraire, réglés de façon à éviter la réflexion du signal que l'on désire recevoir.

Comme nous avons dit au commencement, les communications par micro-ondes sont réservées aux stations intermédiaires (station «relais») qui doivent recevoir et retransmettre des signaux d'un émetteur déterminé, en permettant par la suite la réception même dans les zones où les caractéristiques de propagation l'empêchent. Ces stations peuvent être du type à deux voies (fonctionnant dans les deux sens, c'est-à-dire en recevant, par exemple, du Nord et en retransmettant vers le Sud et vice versa).

Dans ce cas, on utilise normalement quatre antennes comme le montre la figure **14-A**. Il existe cependant des cas où le fonctionnement au moyen de deux antennes peut être possible, comme le montre la figure **14-B**. Dans ces conditions, il est nécessaire d'employer pour les antennes mentionnées des connexions dites **hybrides**, afin d'éviter que le signal de sortie de l'un des deux émetteurs ne soit directement reçu par le récepteur dont l'entrée est reliée à la même antenne.

La **figure 15** représente un exemple typique de connexion de ce genre. Les dimensions effectives n'ont pas beaucoup d'importance pourvu que la distance entre A et B soit un multiple exact de la longueur d'onde et les distances AC et BC soient, elles aussi, un multiple de la longueur d'onde, plus ¼ de la longueur elle-même (bien qu'il ne soit pas nécessaire que AC et BC soient égales entre elles).

Considérons le parcours qui existe entre l'émetteur et l'antenne relative: les signaux peuvent directement passer de A à C, aussi bien qu'à travers B. La longueur du parcours le plus court équivaut à $10+\frac{1}{4}$) fois la longueur d'onde tandis que celle du parcours le plus long équivaut à ($15+\frac{1}{4}$). En conséquence, les signaux provenant de A arrivent au point C en phase entre eux, étant donné que l'un de ces parcours est plus long que l'autre, exactement de 5 longueurs d'onde.

En ce qui concerne le parcours compris entre l'antenne et le récepteur, il est entièrement similaire à celui qui existe entre l'émetteur et l'antenne relative. Toutefois, le parcours entre A et B mesure 5 longueurs d'onde, et celui qui passe à travers C équivaut à ($20+\frac{1}{2}$) fois la longueur d'onde. La différence entre les deux parcours se monte donc à 15,5 λ, c'est pourquoi les signaux qui arrivent au point B à travers les deux parcours s'annulent, puisqu'ils sont déphasés entre eux de 180°. Un système de connexion hybride permet donc l'emploi d'une antenne unique avec un émetteur et un récepteur, simultanément, et sans aucune possibilité d'interférences. Le seul inconvénient provient du fait qu'une partie de l'énergie du signal reçu trouve la voie libre pour atteindre l'émetteur, où il est absolument inutile qu'il arrive. Cependant, dans des conditions déterminées, cela ne compromet pas complètement l'emploi d'une seule antenne.

TUBES à ONDE PROGRESSIVE

Les klystrons et magnétrons présentent l'inconvénient de ne permettre qu'une bande de fréquences étroi-

Tableaux des guides rectangulaires standardisés français

N° DE REFERENCE	a mm	b mm	LONGUEUR D'ONDE NOMINALE mm
- 10	4,986	2,216	7,1
- 9	5,807	2,581	8,2
- 8	6,762	3,005	9,6
- 7	7,874	3,499	11,1
- 6	9,169	4,075	13,0
- 5	10,68	4,745	15,1
- 4	12,43	5,526	17,6
- 3	14,48	6,431	20,5
- 2	16,86	7,493	23,8
- 1	19,63	8,725	27,8
0	22,86	10,16	32,3
1	26,62	11,83	37,7
2	31,00	13,78	43,8

N° DE REFERENCE	a mm	b mm	LONGUEUR D'ONDE NOMINALE mm
3	36,10	16,04	51,1
4	42,03	18,68	59,4
5	48,95	21,75	69,2
6	57,00	25,33	80,6
7	66,37	29,50	93,9
8	77,29	34,35	109,
19	90,00	40,00	127,
10	104,8	46,58	148,
11	122,0	54,24	173,
12	142,1	63,16	201,
13	165,5	73,55	234,
14	192,7	85,65	272,
15	224,4	99,73	217,

On trouve souvent les guides américains:

R 48 U de dimensions 72,5 sur 34,2 mm.

R 52 U de dimensions 23,8 sur 10,25 mm.

Guides circulaires standards

DIAM. EN cm.	λ cm.	MODE TE_{01} λ_c cm.
2,38	3,20	3,11
	3,30	
	3,40	
3,02	3,20	3,94
	3,30	
	3,40	
6,35	9,1	8,29
	9,8	
	10,7	
6,99	9,1	9,12
	9,8	
	10,7	
7,62	9,1	9,95
	9,8	
	10,7	
10,16	9,1	13,27
	9,8	
	10,7	

tes, dûe au coefficient de surtension élevé des cavités résonnantes. On peut élargir la bande passante, en substituant à l'unique interaction entre le faisceau d'électrons et le signal HF, une interaction répétée, ce qui permet d'éviter l'emploi de la cavité résonnante.

Ce résultat est obtenu au moyen des **tubes à ondes progressives**. Rappelons qu'une ligne de transmission est le siège d'**ondes progressives** lorsque les **noeuds** et **ventres** de courant et de tension se déplacent constamment le long de la ligne. Si au contraire, les extrémités de la ligne réfléchissent l'onde incidente, l'onde réfléchie se superpose à l'onde directe, de sorte que les noeuds et les ventres sont immobiles en des points bien déterminés. La ligne est alors le siège d'**ondes stationnaires**.

Le fonctionnement du tube à ondes progressives peut être compris en observant la **figure 16**. Deux sections de guide d'ondes réunies entre elles par un segment de câble coaxial sont illustrées en A. A cause des pertes relativement élevées qui se produisent dans l'espace coaxial, ce dispositif est assez rarement utilisé. A chaque extrémité de l'espace coaxial se trouve une sonde, dont l'une est excitée par le guide d'ondes de gauche tandis que l'autre excite, à son tour, le guide d'ondes de droite. En B est représenté le même dispositif, mais avec une modification subie par le conducteur intérieur de la partie coaxiale, lequel a, dans ce cas, la forme d'une hélice.

Par suite de l'inductance déterminée par une telle forme, le signal qui traverse ce conducteur se déplace beaucoup plus lentement que dans le cas d'un conducteur droit comme en A.

Entre les deux conducteurs, intérieur et extérieur, existe un champ électrique, lequel ne diffère pas naturellement de celui existant dans une ligne coaxiale quelconque. A cause de la forme hélicoïdale du conducteur intérieur, il existe, de plus, un champ longitudinal, parallèle à l'axe de la ligne. Le champ longitudinal est indiqué sur la figure **16-B** par les flèches en traits interrompus.

La section C représente un tube à ondes progressives complet. On remarque que les deux guides d'ondes latéraux ont été modifiés par l'addition de deux fenêtres en verre, lesquelles n'empêchent pas le passage du signal, mais permettent de faire le vide à l'intérieur de la partie située en dessous du guide d'ondes. De plus, on a ajouté un « canon électronique » dans le guide d'ondes de gauche et, dans celui de droite, on a placé une **électrode collectrice**. Grâce à la présence de ces dispositifs, il est possible de faire passer un faisceau électronique le long de l'axe de la ligne coaxiale, à l'intérieur de l'hélice. La focalisation des électrons est obtenue au moyen d'un champ d'induction magnétique produit par un solénoïde extérieur. L'onde se déplace le long de l'hélice métallique, avec une vitesse égale à celle de la lumière multipliée par le pas de l'hélice.

Il se produit une **interaction** entre cette onde et le faisceau électronique accéléré par une tension de l'ordre de 2 500 volt, qui provoque le groupement en paquets des électrons, c'est à dire une modulation de vitesse du faisceau électronique. En outre, les paquets d'électrons réagissent, à leur tour, sur le courant circulant dans l'hélice de sorte qu'à la sortie de celle-ci, on recueille le signal considérablement amplifié.

Ces tubes fonctionnent sur des longueurs d'ondes comprises entre 1m et 1mm. La puissance atteint quelques watts en régime permanent et 200 kW en régime d'impulsion. Ils sont utilisés à l'émission, par exemple, derrière un klystron et peuvent l'être également à la réception. Signalons l'existence d'un tube particulier à ondes progressives, le **carcinotron**. Le tube utilise, pour l'interaction avec le faisceau électronique, non plus l'onde directe, mais l'onde de retour (réfléchie).

C'est donc un tube à **ondes régressives**.

Signalons enfin, pour terminer, l'existence d'un tube à ondes progressives (qui n'existe encore qu'à l'état de prototype) de très grande puissance, capable de fournir 1,1 kW sur 7,6 GHz. Rappelons qu'un gigahertz (GHz) vaut 10 Hz, soit 1 000 MHz.

Leçon n° 150

QUESTIONS sur les LEÇONS 148 et 149

N. 1 — Quel est l'avantage principal qui résulte de l'emploi des micro-ondes ?

N. 2 — Pour quelle raison, dans la propagation des micro-ondes, on exploite presque exclusivement l'onde directe ?

N. 3 — Dans quel cas la réflexion la plus grande du signal S.H.F. sur un obstacle dans une direction déterminée, se produit-elle ?

N. 4 — Quels sont les facteurs qui déterminent la vitesse de propagation des micro-ondes ?

N. 5 — Qu'est-ce qu'un « guide d'ondes » ?

N. 6 — Quelle est la direction de propagation que l'on exploite normalement dans l'utilisation pratique d'un guide d'ondes ?

N. 7 — Quels sont les deux phénomènes qui déterminent le parcours d'une onde à l'intérieur d'un guide, par rapport aux parois ?

N. 8 — Quels sont les avantages des guides d'ondes par rapport aux lignes coaxiales ?

N. 9 — Par quoi l'impédance d'un guide d'ondes en un point donné est-elle déterminée ?

N. 10 — Quels sont les dispositifs d'accord d'un guide d'ondes ?

N. 11 — Pour quelle raison un tube de type habituel ne peut-il fonctionner aux fréquences supérieures à 1 000 MHz ?

N. 2 — Quelle différence substantielle existe-t-il entre un tube habituel et les tubes propres à fonctionner avec les S.H.F. ?

N. 13 — Quelle différence existe-t-il entre le « klystron » habituel et le « klystron réflex » ?

N. 14 — Quel est le principe sur lequel repose le fonctionnement de l'oscillateur « Barkhausen » ?

N. 15 — De combien de façons peut-on employer un « klystron » ?

N. 16 — De combien de façons peut-on employer un « magnétron » ?

N. 17 — Quelle est la direction du champ magnétique dû à la présence de l'aimant permanent placé à l'intérieur d'un « magnétron » ?

N. 18 — Quelle est la disposition par laquelle il est possible d'utiliser seulement deux antennes dans une station récepteur-émetteur intermédiaire à deux voies, fonctionnant sur deux fréquences différentes ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 1171

N. 1 — Un amplificateur qui amplifie uniformément une bande de fréquences d'au moins 1 MHz.

N. 2 — A cause de l'aplatissement de la courbe de réponse, si la largeur de bande augmente le gain diminue; autrement dit, le produit gain × largeur de bande est constant.

N. 3 — Le facteur de bruit est le quotient du rapport signal/bruit à la sortie.

N. 4 — Le facteur de mérite est le rapport $S/2\pi C$.

N. 5 — Il correspond au produit gain × largeur de bande.

N. 6 — La gaine diminue à cause de l'influence des capacités parasites, c'est pourquoi la tension de sortie diminue.

N. 7 — Cette influence est négligeable quand il s'agit de fréquences inférieures à 30 MHz. Pour les fréquences supérieures on doit, au contraire, la considérer.

N. 8 — Dans les circuit à constantes localisées, les grandeurs R, L, C, sont concentrées dans une bobine et un condensateur. Dans ceux à constantes réparties, au contraire, elles sont réparties sur toute la longueur des circuits.

N. 9 — Parce qu'ils ont un coefficient de surtension élevé et permettent ainsi des valeurs élevées d'impédances de charge, tandis que pour les circuits à constantes localisées, il est impossible, à cause des pertes considérables, d'obtenir de telles valeurs de Q et de Z à ces fréquences.

N. 10 — Il a une forme spéciale. Les lames mobiles ont la forme d'un papillon tandis que les lames fixes sont évidées de manière à constituer l'inductance. Il est donc, à lui tout seul, un véritable circuit oscillant. Ce n'est pas bien entendu, le cas d'un condensateur variable ordinaire.

N. 11 — Pour les fréquences relativement basses, on peut négliger la capacité répartie, tandis que dans les gammes VHF et UHF elle influe notablement sur le Q de la bobine.

N. 12 — A cause de l'inductance très importante qu'elles présentent, du fait de leur structure même et qui a pour effet de multiplier la valeur de la résistance d'autant plus que la fréquence est plus élevée.

N. 13 — Trois: on fait varier la longueur au moyen d'un disque mobile de court-circuit, ou bien en employant une électrode centrale télescopique, ou encore par l'intermédiaire d'une capacité variable à électrodes parallèles.

N. 14 — Parce que dans ce cas, la grille remplit les foctions d'un écran entre la cathode et la plaque, réduisant ainsi la capacité C_{P-K}.

N. 15 — En deux triodes alimentées en série, dont la première est montée en amplificateur normal à cathode à la masse et la seconde, en amplificateur « grille à la masse ».

N. 16 — La triode est caractérisée par un faible bruit de fond et par un facteur de mérite relativement élevé; toutefois, la capacité grille-anode implique la nécessité d'un neutrodynage.

LE RADAR

Le « radar » est un dispositif électronique au moyen duquel il est possible de déceler la présence des objets et de déterminer leur position. Ces relèvements sont réalisés en envoyant un faisceau d'énergie à haute fréquence dans une direction déterminée de la zone à explorer. Lorsque le faisceau rencontre un objet réfléchissant, celui-ci rayonne une partie de l'énergie qui l'atteint. Selon la nature de l'objet, une certaine quantité de cette énergie retourne au point de départ de l'onde originale: en ce point, à proximité de l'émetteur, il y a un récepteur à haute sensibilité capable de recevoir les signaux réfléchis et, de là, de déceler la présence en un point d'un objet ou d'une cible.

En dehors des cas où l'on réalise des recherches ou des expériences à caractère scientifique, l'emploi de ce type d'appareillage électronique est en particulier utile dans les applications militaires étant donné qu'il permet de déterminer l'éventuelle présence de l'ennemi (avion, groupe d'avions, navire, etc.) avec un laps de temps suffisant afin de prendre les mesures nécessaires, et surtout dans la navigation habituelle aérienne ou maritime. En effet, la possibilité de recevoir des ondes réfléchies d'un objet, et de faire varier tant la direction de trasmission que celle de réception, permet de déterminer la présence, la distance et la position des objets (comme les montagnes (dans la navigation aérienne), les côtes, les icebergs, les navires, etc. (dans la navigation maritime ou fluviale), afin d'éviter par la suite, pendant la nuit ou dans les zones particulièrement brumeuses, des heurts par défaut de visibilité.

L'idée du « radar » a surgi vers 1922, lorsqu'on remarqua par hasard que, si un navire passait entre un émetteur et un récepteur, il réfléchissait vers le premier une partie des ondes transmises. C'est alors qu'on commença à faire des recherches, qui ont conduit, avec le temps et avec les progrès successifs, à la réalisation des équipements de « radar » modernes. Ces équipements sont de diverses caractéristiques, dimensions et puissance. Il en existe en effet à installation fixe, pour les organisations civiles ou militaires (aéroports, etc.), à haute puissance, et à installation mobile (sur les avions, les navires, etc.), évidemment de dimensions et, par conséquent, de puissance, plus petites.

TYPES D'INSTALLATIONS de « RADAR »

Système à ondes entretenues pures. - Une des méthodes qui permet de déceler la présence d'un obstacle, est basée sur un effet particulier de réflexion, appelé **effet Doppler**.

Lorsque l'énergie à hyperfréquence, rayonnée sans interruption, tombe sur un objet qui se déplace en se rapprochant ou en s'éloignant de la source d'énergie, celle-ci est réfléchie, **mais avec une fréquence différente**. La variation de fréquence est justement ce qui constitue l'effet « Doppler » et un exemple de cet effet — bien qu'il soit dans la gamme des fréquences acoustiques — peut être constaté tous les jours en écoutant le sifflement d'un train en marche.

Dans le cas de l'application au « radar », l'appareil mesure la variation de fréquence entre l'onde émise et celle reçue, afin de pouvoir déterminer la présence, la vitesse et la direction de déplacement de l'objet réfléchissant. Evidemment, la mesure peut être effectuée avec une approximation assez bonne si l'objet se déplace avec une vitesse notable, tandis qu'il perd toute utilité si le déplacement se fait lentement.

Système à modulation de fréquence - Si l'on fait varier la fréquence de l'énergie transmise périodiquement et sans interruption dans une bande déterminée, la fréquence du signal émis par l'antenne d'émission en un moment déterminé diffère de celle de l'onde qui tombe sur l'objet au même instant, et la différence est dûe au temps que l'onde met pour atteindre l'objet lui-même. Du moment que la différence de fréquence de l'onde réfléchie équivaut évidemment au double de la différence de fréquence entre l'onde directe et celle qui heurte l'objet, elle peut être exploitée — grâce à l'emploi des appareillages de mesure sensibles — pour connaître la distance du point où la réflexion a lieu, c'est-à-dire de l'objet réfléchissant. Naturellement, si ce dernier se trouve en mouvement, la variation de fréquence déterminée par la vitesse de l'objet peut compromettre l'exactitude de la mesure à cause de l'effet « Doppler ».

Système à modulation par impulsion - L'énergie à radiofréquence peut aussi être rayonnée sous la forme d'impulsions brèves, dont la durée peut varier de 1 à 50 micro-secondes. Dans ce cas, si l'onde transmise cesse d'exister avant que l'onde réfléchie par l'objet ait eu le temps de retourner au point de départ, le récepteur peut facilement distinguer l'impulsion transmise de celle réfléchie. Une fois que toutes les impulsions d'énergie transmises sont réfléchies, il est possible de rétablir les conditions de rayonnement et de répéter ainsi le cycle.

La sortie du récepteur est appliquée à un indicateur, lequel doit mesurer l'intervalle de temps qui s'écoule entre l'émission des impulsions et leur retour au point de départ. Du moment que la dite énergie se meut avec une vitesse constante, l'intervalle mesuré permet d'évaluer avec une exactitude appréciable la distance de l'objet réfléchissant.

Ce système est indépendant de la fréquence du signal de retour, ou du mouvement éventuel de l'objet réfléchissant; par conséquent, les difficultés rencontrées dans les méthodes précédentes que nous avons décrites sont automatiquement éliminées. En pratique, ce dernier système est celui qui permet la majeure exactitude des relèvements.

DETERMINATIONS de la DISTANCE

L'application d'un système « radar » à modulation par impulsions consiste essentiellement à **déterminer la distance en fonction du temps**. Comme nous l'avons dit, l'onde rayonnée se propage dans l'espace à vitesse constante et, aussitôt qu'elle heurte l'objet réfléchissant aucune perte de temps ne se produit, mais plutôt une simple inversion de la direction de propagation d'une partie de l'énergie dirigée vers lui. La vitesse de propagation est celle de la lumière, comme on le sait,

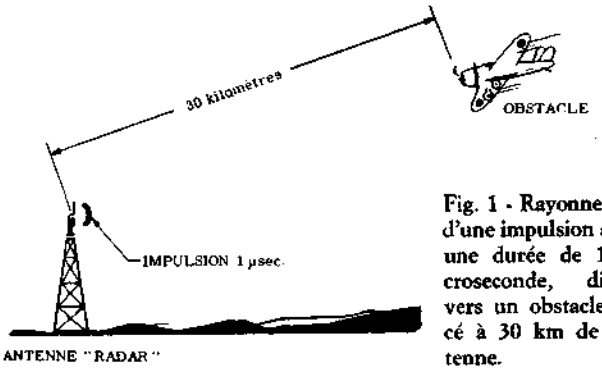


Fig. 1 - Rayonnement d'une impulsion ayant une durée de 1 microseconde, dirigée vers un obstacle placé à 30 km de l'antenne.

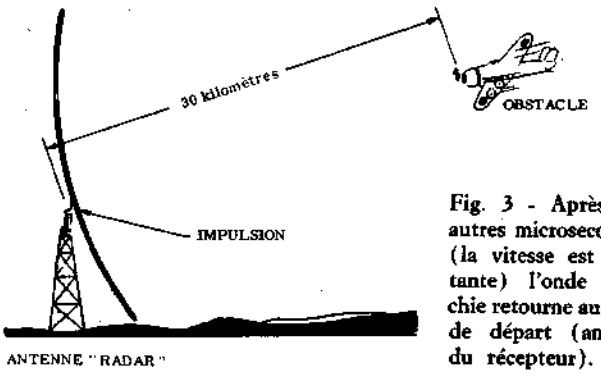


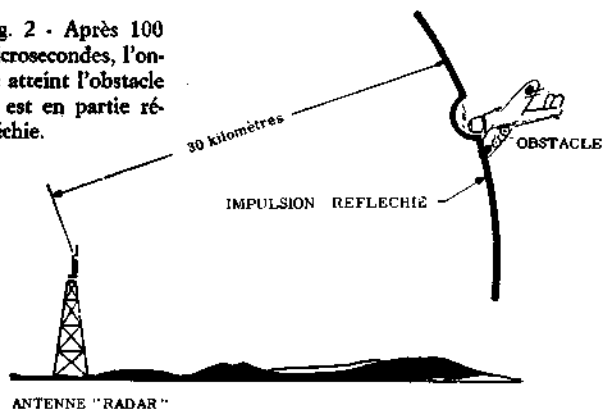
Fig. 3 - Après 100 autres microsecondes, (la vitesse est constante) l'onde réfléchie retourne au point de départ (antenne du récepteur).

c'est-à-dire de 300 000 Km/s, ou bien 300 mètres par micro-secondes.

C'est justement l'avantage de la propagation à vitesse constante de l'énergie à radiofréquence qui est exploité dans le « radar » afin de pouvoir mesurer le temps mis par une impulsion lancée pour atteindre l'objet et pour retourner au point de départ à la suite de la réfléxion. Par exemple, supposons qu'une impulsion de la durée d'une micro-seconde est lancée dans la direction d'un objet qui se trouve à la distance de 30 kilomètres de l'émetteur. La **figure 1** représente les conditions qui existent au moment du lancement de l'impulsion.

Lorsque l'énergie atteint l'obstacle (c'est-à-dire l'avion), elle aura parcouru la distance de 30 kilomètres à la vitesse de 300 mètres par micro-seconde, (égale à 0,3 km par micro-seconde). L'intervalle de temps nécessaire se monte donc à 30 : 0,3 = 100 µs. La **figure 2** représente l'instant auquel l'impulsion heurte l'objet: à ce moment l'impulsion est réfléchie et l'énergie retourne en répétant le parcours d'aller à la même vitesse. Du moment que le parcours est égal au premier (en considérant négligeable la vitesse de l'avion par rapport à celle de l'énergie à radiofréquence), le temps nécessaire pour que la dite impulsion puisse retourner au point de départ est toujours de 100 microsecondes. La **figure 3** représente l'instant auquel l'impulsion en question retourne au point où l'appareillage « radar » est installé.

Fig. 2 - Après 100 microsecondes, l'onde atteint l'obstacle et est en partie réfléchie.



L'intervalle de temps total entre l'aller et le retour se monte à 200 micro-secondes. La vitesse de propagation peut donc être considérée, comme étant égale à 150 mètres par micro-seconde. Dans notre exemple on a donc la distance **d**:

d = temps en µs × 150 = 200 × 150 = 30 000 m = 30 km

Afin de pouvoir effectuer les mesures de distance, l'installation de « radar » doit être pourvue d'appareils aptes à mesurer de petits intervalles de temps, comme les fractions de seconde. Outre cela, du moment que — dans une même direction —, il peut exister plus d'un obstacle, elle doit être pourvue d'un dispositif qui puisse permettre de distinguer et de séparer les impulsions entre elles.

Le tube à rayons cathodiques se prête bien à un tel emploi, étant donné qu'il permet de voir l'impulsion réfléchie sur l'écran et, simultanément, l'emploi d'une « base de temps » de référence. Cette dernière est utilisée de façon à savoir le temps que met le spot lumineux à parcourir le diamètre de l'écran, au moyen d'un mouvement linéaire.

La méthode de mesure de temps est représentée par l'exemple qui suit: supposons que le tube à rayons cathodiques soit mis en fonctionnement par un signal horizontal (signal en dents de scie), ayant une fréquence telle que le point lumineux se meut le long du diamètre horizontal de l'écran avec une vitesse de 0,25 millimètres par micro-seconde. Le signal de retour réfléchi par l'obstacle, est appliqué aux plaques de déviations verticales du même tube.

En conservant les mêmes données que celles énoncées dans l'exemple précédent, la **figure 4** représente l'instant auquel l'impulsion est lancée par l'antenne d'émission et auquel le signal de la base de temps démarre. Du moment que la durée de l'impulsion est de 1 micro-seconde, pendant cet intervalle de temps elle s'éloigne d'une distance de 300 mètres de l'antenne et, simultanément, le point lumineux se déplace de 0,25 millimètre le long du diamètre de l'écran.

L'impulsion est représentée sur l'écran par une déviation dans le sens vertical et cela lorsque le récepteur, dont l'antenne se trouve à proximité de celle de l'émetteur, capte le signal à l'instant même où l'antenne d'émission l'émet. Après 100 micro-secondes, l'impulsion atteint l'obstacle se trouvant à 30 kilomètres

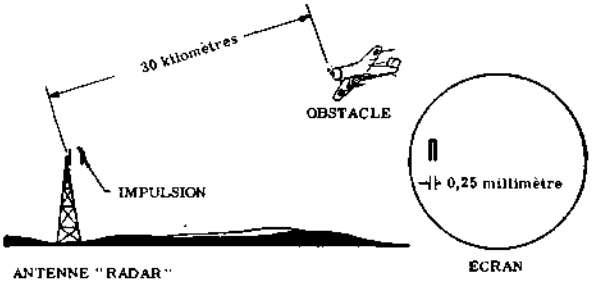


Fig. 4 - L'impulsion originale transmise correspond à une déviation verticale du point lumineux sur l'écran et mesure 0,25 mm.

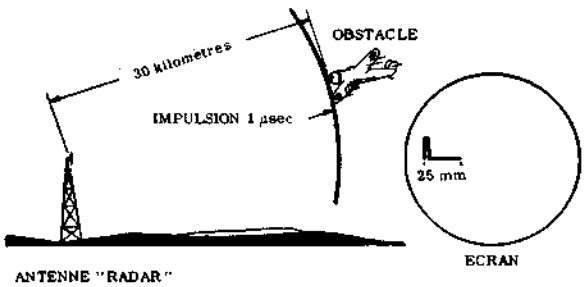


Fig. 5 - Pendant les 100 microsecondes employées par l'onde pour atteindre l'obstacle, le point décrit sur l'écran une ligne horizontale.

et. dans cet intervalle de temps, le point lumineux s'est déplacé de 25 millimètres, (voir **figure 5**). Dans ce cas, aucun signal n'excite l'antenne du récepteur, c'est pourquoi aucune déviation verticale du point lumineux ne se produit sur l'écran.

L'impulsion réfléchie atteint l'antenne du récepteur après 200 micro-secondes et, pendant ce temps, le point lumineux s'est déplacé de 50 millimètres. A l'instant auquel le signal réfléchi est reçu et pour la durée de l'impulsion réfléchie (toujours d'une micro-seconde), le point lumineux subit une déviation verticale (voir **figure 6**). Par conséquent, si la vitesse de déplacement du point sur le diamètre horizontal de l'écran est de 25 millimetres pour chaque 100 micro-secondes, il est possible de tracer sur l'écran même une échelle graduée qui donne la correspondance entre la vitesse conventionnelle de 150 mètres par micro-seconde de l'énergie à haute fréquence et le déplacement du point lumineux: autrement dit, la distance de 25 millimètres entre les deux impulsions verticales visibles sur l'écran indique une distance de 15 kilomètres de l'objet et, dans notre cas, une distance de 50 millimètres entre les deux impulsions verticales (figure 6), indique une distance de l'objet réfléchissant de 30 kilomètres.

Cependant, la représentation d'une unique trace lumineuse sur l'écran n'a pas une durée suffisante pour permettre la détermination de la distance et, en outre, il n'est pas facile de faire coïncider les instants auxquels l'impulsion originale est lancée et, simultanément, le balayage horizontal de l'écran commence. Pour cette raison, aussi bien la transmission des impulsions que le balayage de l'écran, sont accomplis et répétés à des intervalles réguliers. Si de plus, au moyen de systèmes spéciaux de synchronisme, on fait en sorte que les deux fonctions soient accomplies simultanément, les signaux originaux et ceux réfléchis provoquant deux

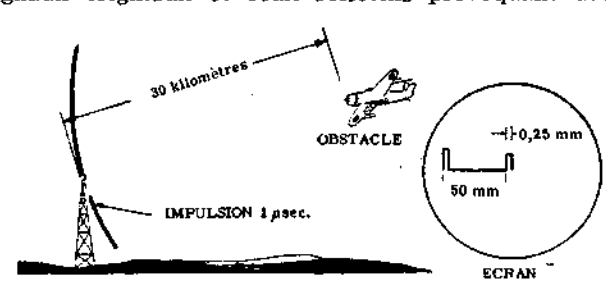


Fig. 6 - L'impulsion de retour (écho) se manifeste sur l'écran sous forme d'une seconde déviation verticale (plus basse), après 50 mm.

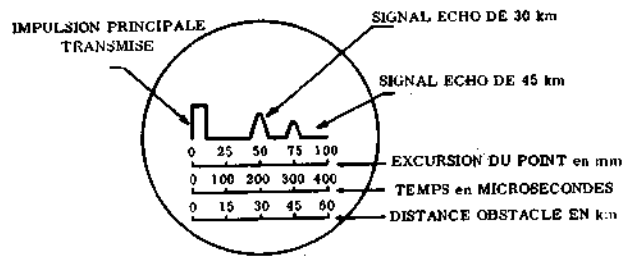


Fig. 7 - Représentation d'une échelle reportée sur l'écran fluorescent et relation entre le temps, la distance et la vitesse du point.

déviations verticales du point lumineux, se superposeront facilitant ainsi la lecture, comme le montre la **figure 7**.

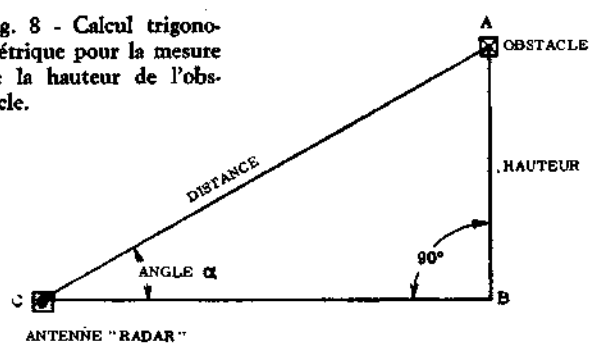
DETERMINATION de l'AZIMUT

La mesure de la direction d'un obstacle (par exemple un avion), est habituellement faite d'après la détermination d'un angle appelé **azimut**. Cet angle est formé par la droite passant par le point où l'installation de Radar est installée, matérialisée par une ligne de foi et la droite reliant le même point à l'obstacle (dans le cas d'une installation fixe à terre cette ligne de foi coïncide parfois avec la direction du Nord magnétique) ou bien par la droite le long de laquelle l'émetteur se déplace et celle qui réunit l'émetteur et l'obstacle (dans les cas d'une installation mobile, comme un avion, un navire, etc.). L'on peut, grâce aux caractéristiques directives des deux antennes (d'émission et de réception), mesurer l'angle sous lequel le signal réfléchi est reçu.

DETERMINATION de la HAUTEUR

La hauteur de l'obstacle ou site par rapport à la surface terrestre peut aussi être mesurée au moyen d'un équipement de « radar ». En examinant en effet la **figure 8**,

Fig. 8 - Calcul trigonométrique pour la mesure de la hauteur de l'obstacle.



nous constatons que le point où se trouve l'émetteur (et, de là, le récepteur), le point où se trouve l'obstacle réfléchissant et sa projection sur la surface terrestre, forment un triangle rectangle.

Les antennes d'émission et de réception des installations de « radar » sont généralement munies de mécanisme permettant de connaître exactement l'inclinaison de la direction du faisceau d'ondes par rapport à la surface terrestre (que l'on considère comme une surface plane). De cette façon, connaissant l'angle formé par la direction de propagation de l'onde dirigée vers l'obstacle (ou provenant de ce dernier) et la surface terrestre, et en considérant que la projection

de l'obstacle sur cette surface détermine une droite perpendiculaire à elle, il est possible, au moyen d'un simple théorème trigonométrique, de connaître la hauteur de l'obstacle par rapport au sol.

En effet, la trigonométrie nous enseigne que la hauteur de l'obstacle par rapport au sol est égale à sa distance de l'émetteur, multipliée par le sinus de l'angle du faisceau d'ondes par rapport à la surface terrestre. En tenant compte des lettres de référence de la figure (A = obstacle, B = projection de ce dernier sur la terre, C = émetteur, et α = angle formé par la distance de l'émetteur à l'obstacle et à la projection de l'obstacle), on peut écrire: $AB = AC \sin \alpha$

Dans notre cas si l'angle α est, par exemple, de 30°, nous aurons : $AB = AC \times \sin 30^0$

La distance AC est directement mesurée par le « radar », supposons qu'elle soit égale à 10 kilomètres; on aura donc: $AB = 10 \sin 30^0$

En nous reportant aux tableaux trigonométriques (voir page 191), nous remarquons que le sinus de 30° est égal à 0,5; par conséquent:

$$AB = 10 \times 0{,}5 = 5 \text{ kilomètres}$$

L'obstacle se trouve donc à une distance de 5 000 m par rapport à la surface terrestre. Ce résultat ne tient pas compte de l'erreur (du reste négligeable dans les applications pratiques) introduite par la courbure de la surface terrestre.

Si, un certain temps après la détermination de la hauteur et de la distance d'un objet, on répète la mesure, il est aisé de concevoir qu'il soit possible, conformément aux nouveaux résultats, de connaître l'espace parcouru par l'objet (si ce dernier est en mouvement), pendant cet intevalle de temps, ce qui permet de calculer avec exactitude sa vitesse.

TYPES d'ANTENNES pour « RADAR »

Les principaux types d'éléments rayonnants utilisés dans les appareillages « radar » sont: les systèmes complexes à plusieurs dipôles groupés (avec des élément réflecteurs et directeurs, comme dans les antennes « Yagi »), les dipôles à réflecteur parabolique et les éléments diélectriques utilisés avec des lignes de transmission à guide d'ondes.

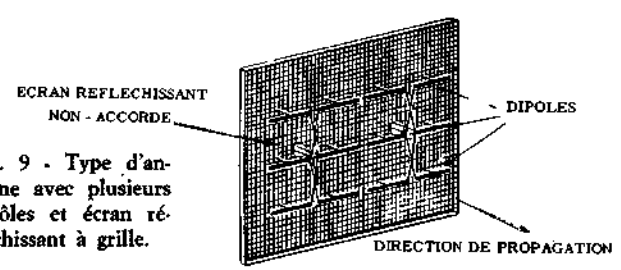


Fig. 9 - Type d'antenne avec plusieurs dipôles et écran réfléchissant à grille.

La **figure 9** représente un exemple d'antenne du premier type: elle peut se composer d'une ou plusieurs séries de dipôles et elle peut être munie de commutateurs qui modifient les caractéristiques du diagramme de rayonnement, en branchant et débranchant des éléments actifs. L'ensemble tout entier est normalement rotatif pour pouvoir effectuer la mesure de l'azimut, de la hauteur, ou des deux.

La **figure 10** représente un type d'antenne « Yagi », déjà connue de nos lecteurs, dans laquelle existe, outre l'élément rayonnant proprement dit, un élément réflecteur et trois éléments directeurs. Nous ne nous occuperons pas des caractéristiques de ce type d'antenne parce que nous les avons déjà décrites à propos des antennes pour V.H.F. et U.H.F.

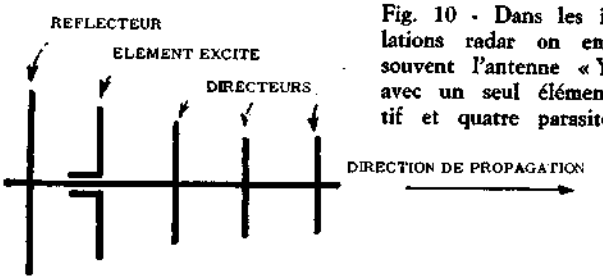
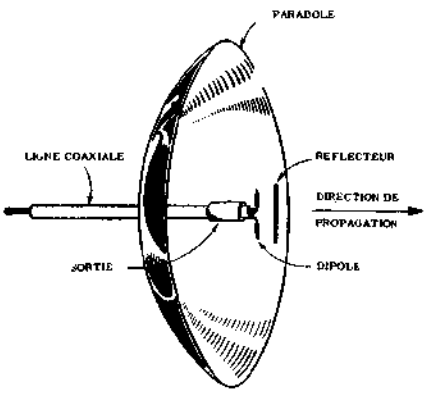


Fig. 10 - Dans les installations radar on emploie souvent l'antenne « Yagi » avec un seul élément actif et quatre parasites.

La **figure 11** représente un type d'antenne à réflecteur parabolique, celle-ci aussi déjà décrite à son tour, qui se prête mieux que d'autres au rayonnement des ondes à faisceau concentré dans la gamme des micro-ondes. Le diamètre de la parabole est plus grand que la longueur d'onde du signal rayonné, ce qui permet la concentration de l'énergie à radiofréquence en un faisceau assez fin et caractérisé, par suite, par une intensité notable au profit de la portée.

L'élément rayonnant (dipôle), conjointement à l'élément réflecteur est, comme le montre la figure, placé au « foyer » de la parabole. Selon la fréquence de fonctionnement, ce type d'antenne est connecté à l'émetteur au moyen d'une ligne coaxiale ou bien au moyen d'un guide d'ondes. En tout cas, pour obtenir l'orientation dans la direction voulue, soit horizontalement, soit verticalement, le support de l'ensemble tout entier est désarticulé. De cette façon, il est possible de faire tourner la parabole et les éléments solidaires à elle, soit latéralement, soit verticalement. Il est évident que, afin de pouvoir effectuer des mesures avec assez de précision, les déplacements de l'antenne dans tous les sens sont enregistrés sur des instruments de lecture spéciaux et, à l'aide de relèvements effectués sur l'écran fluorescent du tube à rayons cathodiques, ils permettent d'évaluer la distance, la position, la hauteur, la vitesse et la direction éventuelles de mouvement de l'objet réfléchissant.

Fig. 11 - Antenne parabolique. On remarque la position des éléments (dipôle et réflecteur).



La **figure 12** représente enfin, un type d'antenne diélectrique, alimentée normalement par des guides d'ondes. Leur rôle consiste à adapter l'extrémité, afin qu'on

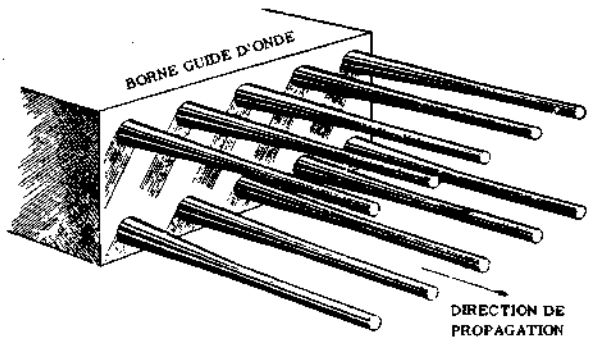


Fig. 12 - Type d'antenne diélectrique, constituée par plusieurs guides d'ondes, chacun desquels aboutit à un élément rayonnant.

puisse avoir un rayonnement d'énergie maximum et un minimum de pertes. La direction de propagation des impulsions est parallèle aux éléments sortant de la partie frontale du guide.

TYPES d'INDICATEURS

Le rôle de l'indicateur « radar », consiste à traduire visuellement les informations reçues, c'est-à-dire les impulsions de retour, outre celles d'aller, afin d'évaluer les positions réciproques.

Le tube à rayons cathodiques représente un moyen idéal pour obtenir ces traductions puisqu'il ne se limite pas à permettre seulement l'évaluation de la variation d'une grandeur électrique, comme par exemple la tension, le courant, etc., mais peut donner une indication assez exacte de la valeur relative de deux ou plusieurs variations synchronisées.

Il est en pratique employé avec des circuit analogues à ceux décrits à propos de l'oscillographe à rayons cathodiques et il est pourvu des mêmes commandes.

Le lecteur n'a certes pas oublié tout ce que nous avons dit à propos de la persistance de l'image sur le tube à rayons cathodiques. Dans, le cas des applications « radar », il est évident qu'afin de pouvoir évaluer la position de deux impulsions qui se présentent sur l'écran avec un certain intervalle de temps, au moyen d'une échelle reproduite sur l'écran même, il est nécessaire que les dites impulsions soient visibles simultanément. Outre ce que nous avons déjà dit à ce sujet (répétition de la trace) on peut adopter une persistance des couches fluorescentes d'une valeur plus grande que celles des tubes utilisés dans les oscillographes à rayons cathodiques aptes aux mesures de laboratoire. De la sorte, malgré l'existence d'un intervalle de plusieurs microsecondes entre l'impulsion originale et celle de retour, l'une et l'autre sont visibles, grâce à la persistance plus élevée.

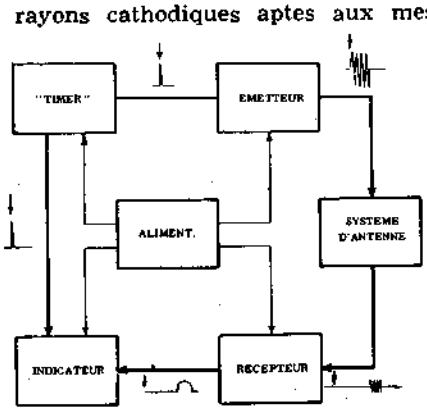


Fig. 13 - Schéma-blocs d'une installation radar complète. Tous les dispositifs qui la constituent sont représentés.

CARACTERISTIQUES GENERALES des « RADAR »

La valeur de la fréquence porteuse est choisie selon la directivité désirée et selon les dimensions maximales que l'antenne (ou les antennes) peuvent avoir. Plus la fréquence est grande, plus la longueur d'onde est petite et, par conséquent, plus les dimensions de l'antenne sont réduites. Le problème de la production et de l'amplification des signaux à fréquence élevée se complique à cause de la plus grande fragilité et complexité des tubes et des composants nécessaires.

La fréquence la plus basse utilisée dans les applications du « radar » n'est pas d'habitude inférieure à 100 MHz; cependant, la gamme des fréquences utilisées est comprise entre 100 et 3 000 MHz et quelquefois, malgré les difficultés sérieuses du point de vue de la construction, on adopte des fréquences de l'ordre de 10 000 MHz.

Si l'intervalle entre deux impulsions réfléchies n'est pas suffisant, il se peut que le signal correspondant à un écho réfléchi par un obstacle lointain est suprimé par la présence d'une impulsion nouvelle à l'origine. La fréquence des impulsions est donc subordonnée à la portée de l'émetteur, à la sensibilité du récepteur, à la vitesse de rotation de l'antenne et à la persistance de la luminosité sur l'écran fluorescent.

Chaque installation est équipée d'un dispositif spécial nommé « timer » (pour la détermination d'intervalles réguliers par voie électronique), lequel doit assurer que tous les circuits qui prennent part au fonctionnement entrent en fonction avec une relation exacte de temps entre eux, et que les intervalles entre les impulsions aient la valeur convenable.

En d'autres termes, il s'agit de coordonner toutes les fonctions et précisément, la transmission de l'antenne sur le récepteur aussitôt que l'impulsion de retour provenant d'un obstacle se trouve à la distance minimum. Dans ce cas, il se produit le désamorçage de l'oscillateur qui engendre la fréquence porteuse. Outre cela, la rotation complète de l'antenne (de 360°) doit se faire à une vitesse en relation étroite avec le temps que le spot lumineux met pour traverser radialement l'écran. Cela représente justement le rôle assumé par le « timer ».

La **figure 13** représente le schéma synoptique d'une installation « radar » de moyenne puissance. On remarque une alimentation unique qui fournit toutes les tensions nécessaires au fonctionnement des divers dispositifs. Un autre dispositif commun à l'émetteur et au récepteur est le « timer », que nous venons de signaler, lequel pourvoit à la synchronisation des mouvements mécaniques et des différentes commutations. Enfin, nous notons les deux unités proprement dites: l'émetteur qui engendre les impulsions et le récepteur. Ce dernier est, à son tour, connecté à l'indicateur « radar » constitué par un tube à rayons cathodiques, précédé par un nombre convenable d'étages amplificateurs sur lequel les relevés sont directement effectués.

Leçon n° 152

LA RADIOCOMMANDE

Une branche très importante de la technique électronique est la commande à distance d'un objet mobile ou d'un mécanisme quelconque au moyen des ondes électromagnétiques (radiocommande). Cette possibilité a rendu et rend toujours des services considérables en permettant, par exemple, de faire des expériences sans la présence sur place des opérateurs qui pourraient autrement être exposés à des gros risques. De plus, cette branche de l'électronique est pour quelques uns une source d'intérêt et un moyen d'évasion, exactement comme l'émission d'amateur. Bien sûr, dans ce cas, il ne s'agit pas d'entrer en communication bilatérale avec les autres, mais d'envoyer des messages particuliers vers la station réceptrice qui obéit inconditionnellement aux ordres reçus. La radiocommande comporte deux phases: transmettre des signaux donnés et faire en sorte qu'au lieu de réception, ces signaux amplifiés et transformés, provoquent l'ouverture ou la fermeture de circuit secondaires, par l'intermédiaire desquels sont actionnés des dispositifs spéciaux.

La technique de la télécommande est exploitée dans de nombreux domaines: nous citerons avant tout le domaine scientifique et technique dans lequel quelquefois, répétons-le, il est indispensable de manoeuvrer à distance des appareils en présence de graves dangers (essai de véhicules d'un type nouveau, essai d'atterrissage sans visibilité explosion ou réaction nucléaire, vols à très haute altitude, immersions sous-marines à des profondeurs considérables, etc...); en deuxième lieu, nous pouvons citer les commandes à distance qui simplifient l'organisation des services d'intérêt public (fonctionnement automatique des sémaphores, fermeture et réouverture des passages à niveau, etc...). Chez les amateurs de radiocommande, une intense activité s'est manifestée dans le domaine des modèles réduits (de bateaux ou d'avions); ces amateurs, en mettant en pratique leurs connaissances d'électronique, réussissent à réaliser d'intéressantes expériences.

Avant d'entrer dans le détail des principes sur lesquels se base cette technique, nous croyons bon d'étudier d'abord un organe qui, étant donné ses caractéristiques, est à la base des applications de télécommande: le RELAIS.

TYPES de RELAIS

Par « relais », en entend un dispositif électromagnétique, grâce auquel il est possible de transformer des impulsions d'énergie électrique en impulsions d'énergie mécanique. Il existe de nombreuses versions de relais comportant différents degrés de sensibilité et différentes caractéristiques de portée.

Le type le plus simple est celui illustré par la **figure 1**, sur laquelle on remarque un électro-aimant, un contact mobile — tournant autour du point d'appui E — et un contact fixe D. Ce type de relais est appelé « N.O. », initiales des mots Normalement Ouvert; en effet, comme on le remarque en observant la figure, quand aux bornes du bobinage (A et B) il n'est appliqué aucune tension, l'électro-aimant n'est pas excité, et le dispositif se trouve en position de repos (normale). Lorsqu'une tension suffisante est appliquée entre A et B, l'aimant est excité et attire le contact mobile (constitué par une lame de fer doux), qui vient ainsi s'appuyer sur le contact fixe (D). Il est donc clair qu'en appliquant une tension convenable entre A et B, on ferme automatiquement le contact C et D. Il faut remarquer que les deux paires de contacts sont entre elles parfaitement isolées; ainsi, les courants qui circulent dans le circuit du bobinage d'excitation peuvent ne rien avoir en commun avec ceux qui circulent dans l'autre circuit.

Un point particulier digne d'être remarque est le fait que la petite lame mobile actionnée par l'électro-aimant est montée de façon que, grâce à la présence d'un ressort de rappel, elle tourne et se détache du contact fixe D, sitôt que cesse la tension d'excitation.

La **figure 2** représente un type analogue de relais qui, à la différence du premier, est du type « N.F. » (Normalement Fermé). En effet, les deux contacts C et D sont fermés en l'absence d'excitation, et s'ouvrent, interrompant le circuit correspondant, sitôt qu'est appliquée la tension entre les points A et B.

Un relais est classé d'après la sensibilité (c'est-à-dire la tension ou, le courant exprimés en volts ou en milliampères nécessaire pour attirer convenablement la petite lame mobile, vainquant la force du ressort de rappel et d'après la portée, c'est-à-dire l'intensité de courant qui peut passer à travers les deux contacts qui se ferment ou s'ouvrent pendant l'excitation. C'est pour cela qu'il y a de gros relais, grâce auxquels il est possible de fermer ou d'interrompre les circuits dans lesquels circulent des courants de plusieurs centaines d'ampères et, à l'autre extrémité de la gamme, de très petits relais, appelés microrelais, employés pour interrompre ou fermer les circuits dans lesquels circulent des courant très faibles. Bien entendu, du moment que les dimensions (et par conséquent le poids) des contacts sont en rapport avec l'intensité du cou-

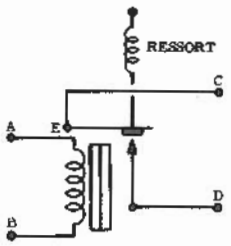


Fig. 1 - Principe du relais. Le courant excite le noyau qui attire le contact mobile qui tourne autour du point d'appui E, fermant le circuit C - D.

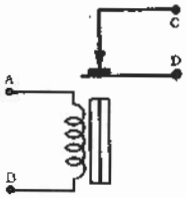


Fig. 2 - Dans ce cas, le fonctionnement est exactement le contraire parce que l'excitation du noyau ouvre les deux contacts.

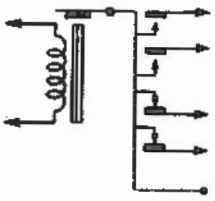


Fig. 3 - Exemple de relais multiple. Dans ce type, la petite lame, en se déplaçant, ferme les deux contacts supérieurs et ouvre les deux contacts inférieurs.

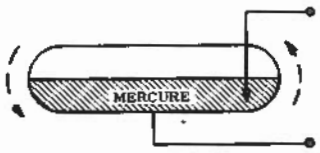


Fig. 4 - Principe du relais à mercure. L'inclinaison de l'ampoule vers la gauche provoque le déplacement du mercure de ce côté. Dans ce cas, le contact entre le métal et l'électrode immergée dans la position indiquée par la figure, est interrompu.

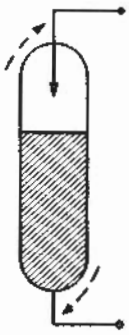


Fig. 5 - Type de relais à mercure, normalement ouvert.

rant qui circule dans le circuit commandé et avec les exigences correspondantes d'isolement, l'énergie nécessaire pour l'excitation est elle aussi en relation avec la portée du relais.

Le principe décrit maintenant, est utilisé pour la construction de relais plus complexes: le mouvement de la petite lame mobile, en effet, peut être exploité pour fermer ou ouvrir deux ou plusieurs contacts simultanément; ou bien pour en fermer quelques uns et en ouvrir d'autres en même temps: en pratique, il s'agit de faire en sorte que le mouvement de la petite lame mobile attirée par l'électro-aimant, exerce son influence sur plusieurs contacts mobiles, transmettant son mouvement à travers des connexions mécaniques constituées par des plaques ou de petites barres de matière isolante. La **figure 3** — par exemple — montre le schéma d'un relais dans lequel la petite lame mobile, lorsqu'elle se déplace, ferme deux contacts et en ouvre deux autres au même moment. Dans ces types de relais, le rôle de l'énergie d'excitation est simplement de faire en sorte que le noyau s'aimante, attirant ainsi la petite lame. Cette énergie peut en conséquence être indifféremment à courant continu ou alternatif.

Il existe un autre type de relais, dit « polarisé », dans lequel le noyau (ou la petite lame mobile) est un aimant permanent. Pour cette raison, lame et noyau se touchent en l'absence d'excitation. Dans ce cas, l'excitation doit être telle qu'elle neutralise l'aimantation du noyau, créant un champ magnétique de polarité inverse. Dans cette application, le courant d'excitation doit être continu et doit avoir une polarité déterminée puisque, dans le cas contraire, il tendrait à renforcer le champ de l'aimant permanent au lieu de la neutraliser.

Un autre type encore qui est employé quelquefois dans le domaine de la télécommande est celui du relais à mercure. Le principe de fonctionnement est illustré par la **figure 4**, sur laquelle on remarque une ampoule de verre contenant une certaine quantité de mercure et un contact immergé dans ce métal. On saisit que si l'ampoule est inclinée de façon à ce que le métal liquide se porte vers la gauche (tournant autour de son centre, dans le sens indiqué par les flèches) le contact entre le mercure et l'électrode immergée est interrompu. Il s'agit d'un relais à mercure du type NF. La **figure 5** représente le même relais en version NO; dans ce cas, l'inclinaison de l'ampoule dans le sens indiqué par les flèches provoque la fermeture du contact.

Dans les deux cas, le mercure est en contact avec un conducteur extérieur, par l'intermédiaire d'une couche de vernis métallique déposée sur la surface interne de l'ampoule et l'électrode est reliée à un conducteur qui, passant à travers le verre, le met en contact avec l'extérieur. Le mouvement de l'ampoule, nécessaire pour actionner le relais, peut être déterminé soit par l'inclinaison de l'appareillage tout entier sur lequel est montée l'ampoule, soit par un électro-aimant du type déjà décrit.

Pour éviter que les ouvertures et les fermetures fréquentes des contacts d'un relais provoquent une oxydation due aux étincelles qui se produisent, ces contacts sont habituellement argentés, ou platinés, ou traités par des aciers spéciaux. Dans le relais à mercure, au contraire, l'oxydation est pratiquement impossible parce qu'à l'intérieur de l'ampoule, on a fait le vide. Dans ce cas il manque l'oxygène qui, en se combinant avec le métal, provoque l'oxydation.

EMPLOI des RELAIS pour la COMMANDE des CIRCUITS

Il est facile d'imaginer combien d'applications utiles et intéressantes il est possible de réaliser avec les relais. Considérons, par exemple, la **figure 6**. On remarque un moteur électrique, M, auquel est fixée la poulie (P). Le moteur est actionné par la batterie B et le circuit se ferme par les contacts du relais (R). Si ce dispositif est à portée de la main de l'opérateur, un interrupteur quelconque, qui serait relié à la place des contacts du relais, pourrait mettre en marche ou arrêter le moteur, selon les besoins. Si, au contraire, le dispositif est à grande distance de l'opérateur, la commande de fermeture ou d'ouverture du circuit qui envoie l'énergie électrique au bobinage d'excitation peut être due à une impulsion reçue par radio, sous forme

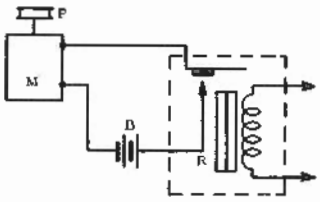


Fig. 6 - Exemple de commande d'un circuit par l'intermédiaire d'un relais. Le moteur M, qui actionne la poulie P, fonctionne seulement quand le relais R est excité, par suite de l'application d'une tension aux bornes de son bobinage.

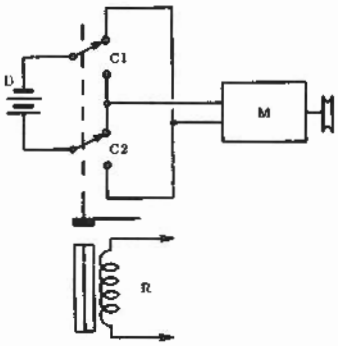


Fig. 7 - Circuit de commande à relais, pour l'inversion du sens de rotation d'un moteur à courant continu.

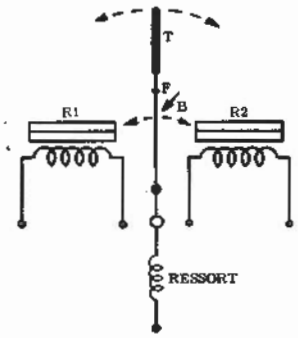


Fig. 8 - Méthode de commande d'un timon (ou de tout autre dispositif), grâce à deux relais agissant en sens opposé.

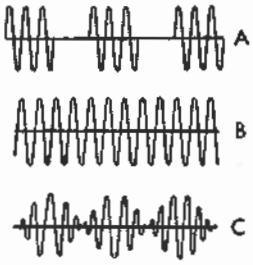


Fig. 9 - Représentation graphique de 3 types de signaux: A, à impulsions, B, à amplitude constante et C à modulation d'amplitude à basse fréquence.

de modulation d'une porteuse, et convenablement amplifiée.

La **figure 7** représente une application intéressante d'un relais pour commande à distance: le moteur M, fonctionnant sur courant continu et alimenté par la batterie B, peut tourner dans un sens ou dans un autre, selon la polarité avec laquelle il est alimenté par la batterie. En agissant sur le relais R qui actionne indirectement le double commutateur (C1 et C2), il est possible d'inverser cette polarité. De cette façon, si M entraîne — par exemple — l'hélice d'un bateau, le fonctionnement du relais permet de commander soit la marche avant, soit la marche arrière du bateau.

Les applications du relais sont — comme on l'a dit — très nombreuses. Prenons un autre exemple: observons le montage illustré schématiquement par la **figure 8**. T représente la projection verticale d'un timon, tournant autour du point fixe F et actionné par la barre B de fer doux. Au repos, le ressort M, solidaire de la barre d'un côté et avec un point fixe de l'autre, le maintient parfaitement droit. En excitant le relais R1, la barre sera attirée par l'aimant et tendra à vaincre la force de traction exercée par le ressort avec une force d'autant plus grande que l'excitation du relais sera, elle aussi, plus grande. Le timon se déplacera donc vers la droite. Bien entendu, en excitant le relais R2, on obtiendra le deplacement du timon vers la gauche. Une fois interrompue l'excitation du relais, le ressort remettra automatiquement le timon dans la position intiale. Après ces explications préliminaires, nécessaires pour comprendre le principe de base de la radiocommande, nous pouvons entreprende l'étude de cette branche de l'électronique.

COMMENT ON REALISE LA RADIOCOMMANDE

Le principe électronique de la radiocommande est, dans ses grandes lignes, extrêmement simple. L'opérateur dispose d'une station d'émission (dont l'importance dépend des caractéristiques de tout le système) qui peut émettre des signaux à radiofréquence dans une gamme déterminée et avec une longueur d'onde déterminée. Ces signaux, à leur tour, peuvent être constitués par des impulsions de haute fréquence, comme le montre la **figure 9-A**, ou par des oscillations permanentes d'amplitude constante (figure **9-B**), ou encore par des oscillations modulées en amplitude avec une ou plusieurs fréquences basses, comme le représente la figure **9-C**. De toute façon, sur le panneau de commande de l'émetteur sont prévus divers types de commandes (à levier, à poignée, à bouton-poussoir, etc...), nécessaires pour donner à l'onde porteuse les caractéristiques voulues.

Sur l'objet télécommandé (que ce soit un modèle réduit d'avion, de bateau, d'automobile, de train, etc...), est installé un récepteur miniature accordé sur la même fréquence que l'émetteur et alimenté par des batteries contenues dans le même modèle réduit. Le moyen par lequel les commandes transmises sont reçues et accomplies est en tout point analogue à la réception radioélectrique dont nous nous sommes occupés jusqu'à maintenant. Les commandes transmises à distance, qu'elles le soient sous la forme d'impulsions ou de sons modulants, sont enregistrées et appliquées, sous forme de courants électriques proprement dits, à un ou plusieurs relais. Ceux-ci, à leur tour, mettent en marche d'autres dispositifs électromécaniques (moteurs, manettes, rouages, etc...), profitant de l'énergie électrique distribuée par des batteries spéciales, elles aussi installées à bord du modèle réduit.

De cette façon, les différentes commandes transmises à distance provoquent la mise en marche d'un petit moteur, ou son arrêt, le déplacement d'un levier dans un sens déterminé, l'allumage d'une petite lampe, etc...

Il existe des installations de télécommande beaucoup plus simples, c'est-à-dire munies d'une seule commande à laquelle est appliqué le signal par une pression sur un unique bouton de l'émetteur. Dans ce cas, bien entendu, on peut émettre ou recevoir un seul type de signal. Malgré cela, on a pu comme nous le verrons, exploiter également un signal unique pour obtenir séparément différentes actions successives, comme par exemple la mise en mouvement du modèle réduit, le virage à droite, le virage à gauche, la marche arrière et enfin l'arrêt. D'autres types d'installa-

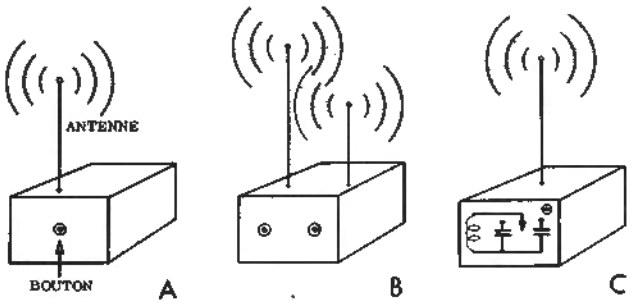


Fig. 10 - Trois types d'émetteurs: en A, type simple, avec modulation à impulsions; en B, type double, pour la transmission sur deux fréquences différentes, avec deux antennes distinctes et, en C, émetteur simple avec possibilité de variation de la fréquence de la porteuse.

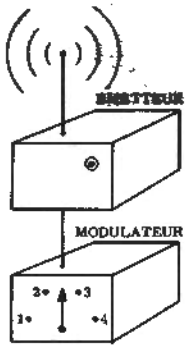


Fig. 11 - Principe de l'émetteur de signaux à modulation d'amplitude, avec modulateur séparé.

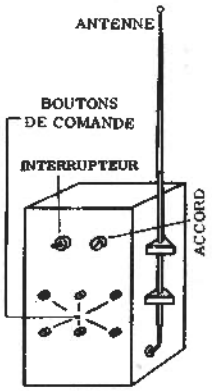


Fig. 12 - Emetteur complet, à alimentation autonome, de type portatif.

tions, au contraire, permettent d'adresser plusieurs ordres simultanément; dans ce cas il est possible, par exemple, de faire en sorte que le modèle réduit se déplace avec un mouvement rectiligne et que successivement il vire à droite ou à gauche, en émettant simultanément des signaux acoustiques (ou lumineux) du côté correspondant au virage. Il est également possible de le faire marcher en sens inverse (marche arrière), en le faisant même virer d'un côté.

TYPES D'EMETTEURS

Dans le cas le plus simple de commande unique — précédemment cité — l'émetteur est comparable à un générateur de signaux haute fréquence.

La **figure 10-A** représente symboliquement un émetteur de ce type; le bouton poussoir, visible sur le panneau de commande, permet simplement, comme un bouton télégraphique ordinaire, d'insérer ou de supprimer la tension anodique. Dans ce cas, quand la tension est appliquée, le signal modulé est rayonné et l'engin télécommandé reçoit l'ordre. En l'absence de tension anodique, au contraire, on n'a aucune transmission d'ordre et l'engin reste dans les conditions dans lesquelles il avait été mis par la dernière commande.

Pour la transmission séparée ou simultanée de deux ou plusieurs ordres, la première solution trouvée (et qui, bien qu'étant la plus complexe et la plus coûteuse, est encore employée dans des cas spéciaux), consiste dans l'emploi de deux ou plusieurs émetteurs fonctionnant sur des fréquences différentes, comme sur la figure **10-B**, ou d'un émetteur unique avec possibilité de variation de la fréquence porteuse. Dans ce cas, naturellement, puisqu'il n'y a pas un cerveau qui puisse faire varier l'accord du récepteur sur l'objet télécommandé, il y a besoin d'autant de récepteurs qu'il y a de fréquences sur lesquelles il est possible d'envoyer des ordres (Figure **10-C**).

Le progrès technique a de toute façon permis la solution de ce problème de façon beaucoup plus simple, c'est-à-dire grâce à un émetteur unique fonctionnant sur une fréquence porteuse unique, et modulé en amplitude par plusieurs fréquences. Le nombre de fréquences de modulation, comprises dans la gamme des fréquences acoustiques, est fonction du nombre de commandes que l'on désire pouvoir transmettre; chacune d'elles, en effet, détermine le fonctionnement d'un mécanisme particulier sur l'appareil radiocommandé.

Dans les émetteurs de ce type, comme on le remarque sur la **figure 11**, il y a un générateur d'ondes à haute fréquence et un modulateur qui, dans le cas représenté, peut moduler la porteuse avec quatre fréquences différentes. Pour communiquer les divers ordres, il suffit de régler le modulateur sur la fréquence correspondant à la commande voulue et, ensuite, d'appuyer sur le bouton poussoir de l'émetteur.

Dans les modèles réduits radiocommandés, la fréquence de la porteuse doit être, la loi l'exige, choisie dans des gammes déterminées; la puissance est limitée à moins de 5 watts et la portée utile est de quelques kilomètres dans les meilleures conditions. L'antenne est souvent du type vertical, télescopique, semblable à celle employée parfois pour les installations des automobiles. Bien entendu, pour avoir le rendement maximum, l'antenne d'émission doit être accordée avec beaucoup de soins, ce que l'on fait en lui donnant une longueur égale à un quart exact de longueur d'onde. Si l'antenne était ainsi trop encombrante, on pourrait la régler sur sa longueur électrique en réduisant la hauteur et en compensant la différence par une inductance en série (voir à ce sujet ce qui est dit page 995). Les émetteurs de ce type peuvent être à tube ou à transistors; dans ce cas, on obtient l'avantage d'une consommation, d'un poids et de dimensions minimales: cela toutefois n'est pas aussi important dans ce cas que pour le récepteur, qui doit être installé à bord du modèle réduit.

Dans le langage technique, la transmission des impulsions ou des commandes correspondant aux sons de fréquence différente, est appelée **codification**: lors de la réception, la fonction d'interprétation des signaux transmis est appelée **décodification**. Cela vient du fait que la nature des signaux eux-mêmes constitue, par rapport aux caractéristiques de fonctionnement du système, un code autentique.

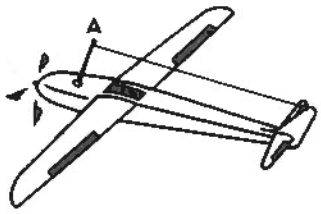
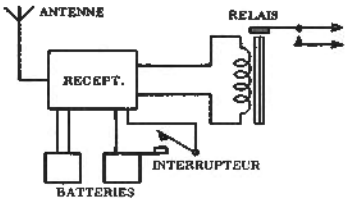
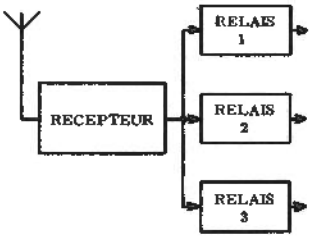


Fig. 13 - Installation d'une antenne horizontale sur un modèle réduit d'avion.





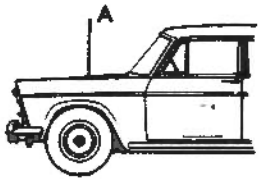


Fig. 14 - Installation d'une antenne verticale sur un modèle réduit d'automobile radioguidée.

Fig. 15 - Le récepteur le plus simple se compose d'un étage, alimenté par une batterie, et d'un relais, mis en marche par le signal reçu.

Fig. 16 - Dans les installations plus complexes, il existe à la sortie plusieurs relais sélectifs, excitables séparément par diverses fréquences de modulation.

Pour assurer une bonne stabilité de la fréquence, nécessaire pour qu'un signal transmis soit effectivement reçu, les émetteurs sont généralement du type à contrôle par quartz. Les modulateurs pour la production des signaux en code sont, au contraire, des oscillateurs normaux du type RC ou LC pour fréquences acoustiques. La fréquence de modulation peut varier si l'on agit sur un certain nombre de boutons-poussoir, chacun d'entre eux insère une capacité déterminée en parallèle sur le circuit d'accord de l'oscillateur de basse fréquence. Un dernier détail, que nous devons mettre en évidence, est que — pour des raisons que nous verrons d'ici peu lors de l'étude du fonctionnement des récepteurs — ces fréquences doivent être assez éloignées l'une de l'autre dans le spectre qui les comporte et, de plus, aucune d'entre elles ne doit avoir une valeur égale à celle de l'harmonique d'une autre, ni très proche de cette dernière. Dans le cas contraire, si un signal a une fréquence — de 250 Hz. par exemple — et un autre, correspondant à une commande différente, a une fréquence de 500 Hz, le risque que chacun d'eux fasse vibrer simultanément deux lames est important. La **figure 12** montre l'aspect d'un émetteur complet, comportant un modulateur et une batterie d'alimentation. On remarque le système de fixation de l'antenne téléscopique sur le côté et la présence des diverses commandes (interrupteur d'allumage, contrôle d'accord et boutons-poussoir de commande suffisants pour lancer six ordres différents).

TYPES de RECEPTEURS

Comme on l'a dit, le rôle d'un récepteur est de capter les signaux provenant de l'émetteur, et les détecter, en les transformant en courants électroniques ayant une intensité suffisante pour actionner les différents systèmes qui permettent d'exécuter l'ordre reçu.

Dans le cas auquel nous nous référons, c'est-à-dire dans le cas des petits modèles radioguidés de bateaux, avions, etc..., le récepteur peut être, comme l'émetteur lui-même, soit à tubes, soit à transistors. Naturellement, ces derniers, surtout après les récents progrès qui ont permis le fonctionnement avec une bonne stabilité et un bon rendement, même dans le domaine des ondes très **courtes** (VHF), sont apparus plus pratiques pour un poids moindre, un encombrement inférieur et la nécessité d'une alimentation beaucoup plus réduite.

Il s'agit toujours de récepteurs extrêmement sensibles, qui, pour diverses raisons d'encombrement et de poids, doivent avoir un nombre minimum d'étages. Pour cette raison, il s'agit souvent de circuit à surréaction: dans ce cas, en effet, il n'y a ni étage de préamplification à haute fréquence, ni étage amplificateur à fréquence intermédiaire.

Selon les dimensions du modèle radioguidé, l'antenne peut être constituée par un conducteur qui s'étend sur toute la longueur de l'objet (s'il s'agit d'un avion comme il est représenté par la **figure 13**), ou verticalement, comme il est représenté par la **figure 14**.

Dans les grandes lignes, on peut affirmer que les circuits des récepteurs utilisés dans ce but sont à peu près toujours les mêmes: il s'agit — répétons-le — d'un étage détecteur, fonctionnant en superréaction, suivi ou non d'un ou plusieurs étages d'amplification de basse fréquence. Naturellement, dans les modèles les plus simples, dans lesquels le signal retransmis commande une seul relais, celui-ci peut être du type à très grande sensibilité, de telle façon que même un courant très faible (comme celui provenant du signal) puisse l'exciter. Dans d'autres cas, au contraire, lorsqu'il s'agit de dispositifs plus complexes, le récepteur doit fournir avant tout à la sortie, des signaux de B.F. ayant différentes fréquences (chacune d'entre elles excitant un relais déterminé) et, de plus, il est opportun de disposer d'une certaine amplification pour fournir à ces relais un courant d'excitation d'une certaine intensité.

On remarque sur la **figure 15** la représentation schématique d'un récepteur employé pour une modulation simple à impulsions. Le récepteur, alimenté par une ou deux batteries, selon qu'il est à transistors ou à tubes, respectivement amplifie les impulsions reçues et le courant correspondant excite le relais relié à la sortie. Celui-ci, à son tour, ferme le circuit qui actionne des dispositifs mécaniques sur lesquels nous nous étendrons d'avantage d'ici peu.

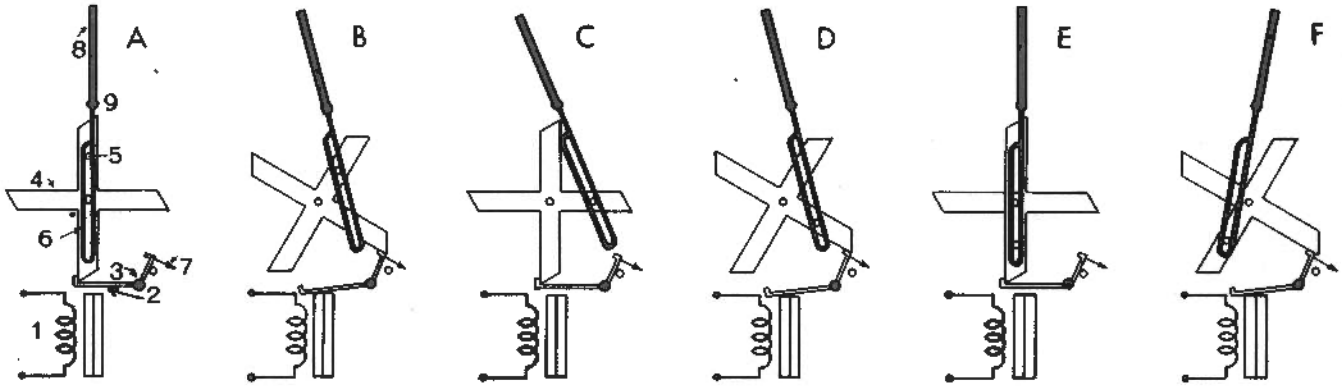


Fig. 17 - Méthode électro-mécanique pour obtenir différentes commandes en employant un seul relais non sélectif. Grâce à la rotation d'un excentrique, il est possible d'obtenir cinq positions différentes de la barre commandée. La force qui détermine la rotation de la roue à quatre dents est due à un élastique de caoutchouc qui a été précédemment « chargé » en le tordant.

La **figure 16** présente, au contraire, un cas plus complexe: il s'agit d'un récepteur, analogue au précédent, mais de plus grande puissance, à la sortie duquel sont reliés trois relais. Chacun d'eux peut être excité par un signal émis par l'émetteur, ayant une fréquence déterminée. Dans ce cas, si les fréquences de modulation d'émetteur sont — par exemple — 50, 120 et 220 Hz, on peut faire en sorte que, grâce aux systèmes que nous rencontrerons les trois signaux excitent respectivement les relais 1, 2, 3. Naturellement, étant donné la simplicité nécessaire des circuits, chaque signal doit être transmis séparément. Grâce à ce système, il est donc possible de lancer trois ordres différents. Si par exemple, le modèle réduit est déjà prévu pour la marche avant, on peut faire en sorte qu'un signal corresponde au virage à droite, un autre au virage à gauche et un troisième enfin à la marche arrière.

Naturellement, en augmentant le nombre de relais et le nombre de fréquences de modulation, et en recourant pour quelques canaux à l'emploi de relais plus complexes (avec plusieurs circuits, comme il est indiqué la figure 3), il est possible de lancer un nombre d'ordres plus grand et simultanément, de faire en sorte que quelques uns d'entre eux provoquent plusieurs réactions de la part du modèle réduit. Il est ainsi possible, grâce à des montages relativement complexes, de réaliser des modèles réduits qui, en réponse aux ordres transmis, effectuent toutes les manoeuvres qui peuvent être effectuées par un bateau ou un véritable avion.

TYPES de DECODEURS

On a déjà vu que la décodification est l'interprétation des ordres transmis par radio. En substance, l'action est analogue à celle de l'étagé détecteur d'un récepteur radio ordinaire: le détecteur (suivi ou non d'étages amplificateurs B.F.), fournit les signaux à fréquence audible et le haut-parleur ou les écouteurs le retransforment en ondes sonores. De la même façon, le récepteur de radiocommande fournit les signaux utiles en courant alternatif et le ou les relais reliés à la sortie, les transforment en mouvements mécaniques.

Le décodeur le plus simple, est celui déjà représenté par la figure 15. En effet, on saisit que, tant que le signal est transmis, le relais continue à fonctionner; l'action cesse lorsque le relais se met en position de repos, déterminée par le ressort de rappel (voir figure 11), quand le signal n'intervient plus.

Le système de transmission à modulation simple peut être ultérieurement perfectionné en ajoutant un relais du type représenté sur la **figure 17-A**. On remarque un électro-aimant (1); il attire la petite ancre mobile (2) en tournant autour du pivot (3). Celle-ci, selon sa position, permet ou non la rotation de la roue dentée à 4 dents (4), qui se procure l'énergie nécessaire à sa rotation grâce à un élastique précédemment « chargé » en le tordant sur lui-même. La petite ancre et la roue dentée sont montées de façon que, pour chaque déplacement de la première, la seconde puisse accomplir seulement un huitième de tour, jusqu'à ce qu'elle vienne heurter le second bras de la petite ancre, qui joue le rôle de butée. La cessation de l'excitation du relais libère la butée et la roue accomplit un autre huitième de tour.

Il faut se rappeler que quatre impulsions de transmission correspondent — en fait — à huit interventions sur le relais. En effet, chaque fois que le bouton-poussoir de l'émetteur est abaissé, le relais n'est plus excité. Les deux mouvement de bouton-poussoir correnspondent donc à 1/4 de tour de la roue dentée. Avec l'émission de quatre impulsions, la roue accomplit un tour complet.

Sur la figure, on remarque en outre un tourillon fixé à l'une des dents de la roue (5); celui-ci, dans sa rotation, entraîne une rainure solidaire d'une barre (6). En observant les figures suivantes, (17-B et 17-C, etc...), il est évident que la barre peut prendre huit positions différentes, dont quatre correspondent aux excitations successives du relais et les quatre autres aux conditions de repos.

Si la barre est solidaire (par exemple) d'un timon, on comprend qu'en partant de la position initiale (barre droite), et si la roue peut tourner grâce à l'élastique dans le sens des aiguilles d'une montre, le modèle réduit radioguidé pourra aller tout droit, puis tourner

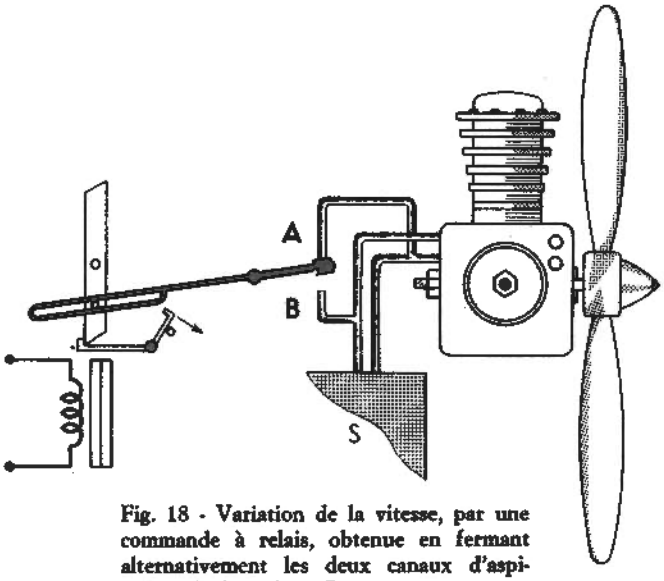


Fig. 18 - Variation de la vitesse, par une commande à relais, obtenue en fermant alternativement les deux canaux d'aspiration de l'air A et B.

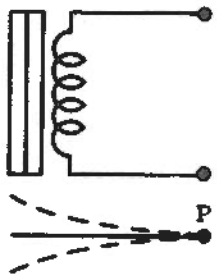


Fig. 19 - Principe de la lame vibrante. Si le bobinage est parcouru par un courant alternatif, elle tend à vibrer avec la même fréquence que le courant. L'amplitude des vibrations est maximum, si la fréquence coïncide avec celle de résonance de la lame elle-même.

légèrement à droite, ensuite, lors de la cessation de l'excitation du relais, il peut prendre un virage à droite avec un rayon réduit. Puis, après avoir subi les impulsions successives, il peut reprendre la position du virage à droite, direction rectiligne, virage à gauche, etc...

Dans ce cas, à condition de disposer d'un émetteur avec une seule fréquence de modulation, il est possible d'obtenir cinq positions différentes du timon. Au premier abord, il pourra paraître incommode de devoir passer par le virage à droite avant de pouvoir obtenir le virage à gauche; toutefois, dans la pratique, il est facile de se rendre compte que la réponse mécanique est très lente par rapport à la rapidité avec laquelle il est possible d'intervenir sur l'émetteur par l'intermédiaire du bouton-poussoir correspondant. Par conséquent, en partant de la position de repos, (figure 17-A), il suffit d'appuyer et de relâcher deux fois le bouton-poussoir, puis de réappuyer et de rester dans cette position, pour avoir — par exemple — un virage à gauche.

Avec ce mécanisme il est possible de réaliser une autre intéressante application: si, au lieu du timon, la barre déplacée par la roue dentée actionne un commutateur à 5 positions (2 par côté et une centrale), il est possible d'obtenir différents types d'actions, comme par exemple l'allumage d'une petite lampe, le tintement d'une sonnerie, la mise en marche avant, la marche arrière ou l'arrêt.

Les dispositifs de ce type, employés dans le domaine du radioguide des modèles réduits, sont très nombreux. Puisqu'ils sont tous basés sur les mêmes principes et que — d'autre part — ils peuvent être construits avec une relative facilité ou être achetés chez des revendeurs spécialisés, nous décrirons seulement une seconde version et nous nous occuperons ensuite des relais multiples pour installations plus complexes.

La figure 18 représente la méthode grâce à laquelle il est possible de faire varier la vitesse de rotation — par exemple — d'un moteur à auto-allumage (fonctionnant à l'éther), du type normalement employé sur les modèles réduits d'avions. Comme on peut le remarquer, le carburant peut arriver dans la chambre d'explosion en suivant deux voies différentes correspondant à deux niveaux différents, chacun d'entre eux permettant un mélange différent, air-carburant, exactement comme dans les moteurs ordinaires.

Quand le moteur est alimenté par un mélange plus riche, la vitesse de rotation est, bien entendu, plus grande et vice versa. Pour obtenir cette variation, il suffit d'obstruer l'une des ouvertures communiquant avec les deux conduits d'aspiration d'air: de cette façon, le moteur est contraint d'aspirer une certaine quantité d'éther tandis que l'air est aspiré par l'ouverture libre. Si l'on obstrue l'autre ouverture d'air, la première laisse passer l'air et le carburant est aspiré par le second conduit (mélange différent).

La commutation mécanique est faite par une manette — sur l'extrémité de laquelle sont appliquées deux garnitures de caoutchouc qui permettent une bonne tenue — actionnée par une commande à relais de la façon que nous connaissons bien maintenant.

Avec ce dispositif, il est donc possible, grâce au radioguidage, de passer de la vitesse de décollage (la plus grande) à une vitesse de croisière (la plus petite) pour un modèle réduit d'avion. Comme on l'a vu, en combinant l'action électromagnétique d'un relais avec l'oscillation du levier, la rotation des excentriques, le déchenchement des commutateurs etc..., il est possible d'envoyer par voie radio électrique différents types d'ordres, grâce auxquels on peut « guider » un engin mobile, de type terrestre comme de type marin ou aérien.

Voyons maintenant sur quels principes sont basées les installations de télécommande les plus complexes.

Relais à lames vibrantes

Les relais à lames vibrantes exploitent le principe, bien connu de nos lecteurs, de la résonance, sur lequel est basé également un instrument de mesure auquel nous n'avons pas encore fait allusion: il s'agit du « fréquencemètre ».

Comme nous le savons, quand une onde sonore ou électromagnétique rencontre un objet ou un conducteur ayant des caractéristiques qui correspondent à la fréquence de l'onde elle-même, cet objet résonne sur celle-ci. En effet, un objet en face de l'onde sonore

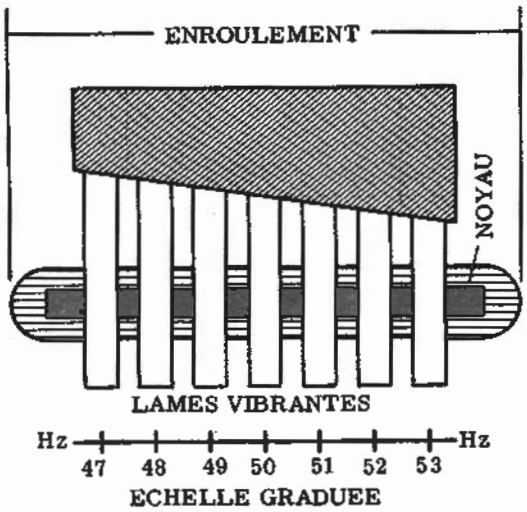


Fig. 20 - Dans le fréquencemètre, il y a plusieurs lames, de différentes longueurs. Chacune d'elles peut vibrer sur une seule fréquence, que l'on peut lire directement sur l'échelle.

vibre sur la même fréquence et un conducteur (par exemple une antenne) devient le siège de courants alternatifs de même fréquence.

Un phénomène tout à fait analogue se présente lorsqu'un champ magnétique alternatif exerce son influence sur un corps ferromagnétique (comme, par exemple une petite lame métallique, un diapason, ou tout autre objet de ce genre), qui puisse vibrer librement. La **figure 19** illustre justement le cas d'une lame, fixée par une extrémité et libre à l'autre, disposée de façon qu'elle subisse l'attraction de la part de l'électro-aimant situé du côté de l'extrémité libre. Si l'électro-aimant est excité par un courant continu, la petite lame est attirée quand le courant passe et retourne à la position de repos quand il cesse. Supposons maintenant qu'un courant alternatif, à très basse fréquence (par exemple, deux cycles par seconde) parcourt le bobinage. En une seconde, la petite lame est attirée par l'aimant quatre fois, étant donné qu'elle n'est pas elle-même aimantée, elle est attirée par le pôle Nord ou par le pôle Sud. Ces pôles s'alternent donc quatre fois en deux cycles complets. Une vibration de quatre oscillations par seconde peut être suivie par une petite lame ayant une certaine élasticité; toutefois, si pour une fréquence de 150 Hz, on obtient 300 vibrations, la petite lame ne pourra les suivre que si ses caractéristiques physiques (épaisseur, longueur, poids et élasticité) lui permettent d'atteindre cette fréquence de résonance.

C'est justement sur ce principe qu'est basé le fréquencemètre. Il s'agit, comme on le remarque sur la **figure 20**, d'un seul bobinage d'excitation pourvu d'un noyau ayant une section étroite et longue. A proximité du noyau, on trouve un certain nombre de lames vibrantes, chacune d'entre elles résonnant sur une fréquence. La différence entre ces fréquences peut être de 1 Hz ou même de ½ Hz, selon la précision de la demande.

Lorsque le bobinage est parcouru par un courant alternatif, la lame dont la fréquence de résonance correspond à celle du courant d'excitation entre en vibration. L'extrémité libre, que l'on peut observer à l'avant à travers le cadran de l'instrument, indique avec les vibrations la valeur de la fréquence sur l'échelle correspondante. Les deux petites lames qui précèdent et suivent celle qui oscille sur la fréquence de résonance, vibrent elles aussi, mais avec une amplitude d'autant plus petite que la discordance est plus grande. De cette façon, il est possible de connaître, avec une bonne précision, la fréquence du courant d'excitation, si elle est inconnue. Le principe que nous sommes en train de voir a été exploité dans les applications de radiocommande, avec l'adjonction d'un système qui permet de transformer les vibrations des lames excitées d'un relais multiple, en autant de contacts stables. La **figure 21** représente en A l'aspect d'un relais à plusieurs lames vibrantes et en B, la représentation schématique du relais lui-même. Comme on peut le remarquer, même dans ce cas on a un bobinage unique qui est parcouru soit par le courant anodique (ou par le courant du collecteur du dernier étage, selon qu'il s'agit d'un tube ou d'un transistor), soit simultanément par le courant alternatif dû au signal de basse fréquence.

Ce dernier signal a une fréquence déterminée par rapport à celle de modulation de l'émetteur, qui, dans ce cas, doit être du type représenté par la figure 12. Chaque lame du relais est de dimensions propres à lui permettre de vibrer sur une certaine fréquence (dite justement de résonance) du courant alternatif d'excitation. Si nous nous reportons à ce que nous avons déjà dit précédemment, nous devons spécifier que les fréquences simples de résonance des différentes lames doivent être choisies de façon qu'aucune d'elle ne corresponde à l'harmonique 2 d'une autre.

Supposons que les lames soient étalonnées pour vibrer sur les fréquences suivantes: la première (1) sur 50 Hz, la seconde (2) sur 80, la troisième sur 130 et les suivantes, respectivement sur 170, 230 et 270 Hz. Comme on le remarque, aucune de ces fréquences n'a un sous-multiple en commun, il n'existe donc aucun risque que deux lames puissent vibrer simultanément sur la même fréquence. En pratique, l'aspect des lames citées est comparable à celui du clavier d'un harmonica, ou de la partie active d'un « carillon » avec comme différence, cependant, que celles-ci n'ont pas le seul rôle de vibrer sur une fréquence

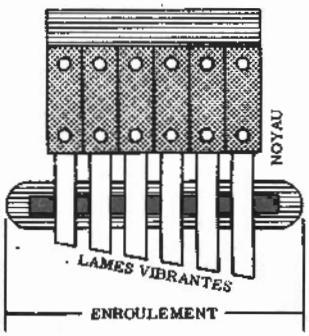


Fig. 21-A - Dans le relais sélectif on a recours au même principe, avec la seule différence que les vibrations sont exploitées pour fermer autant de contacts qu'il y a de lames.

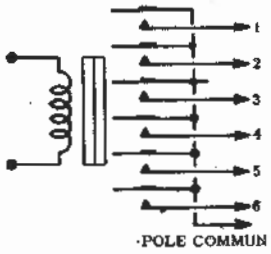


Fig. 21-B - Représentation schématique du relais de la figure 21-A. Les six lames vibrantes sont représentées ainsi que les contacts relatifs, ayant tous un pôle en commun.

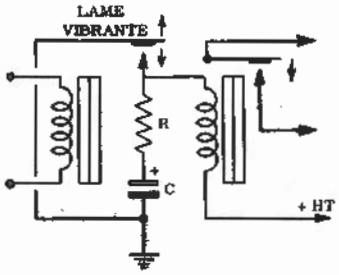


Fig. 22 - Le contact vibrant du relais sélectif fait fonctionner à son tour un relais normal, par l'intermédiaire d'un dispositif intégrateur (R et C), grâce auquel l'excitation est constante.

déterminée mais de fermer le circuit électrique. En effet, durant la vibration, l'extrémité de chacune des lames entre en contact avec une électrode située à une distance telle que le contact n'a pas lieu lorsque la lame est arrêtée, tandis qu'il se produit pendant les oscillations mécaniques.

Bien entendu, étant donné la fonction mécanique de l'organe vibrant, le contact ne peut assurer le passage constant (pendant les vibrations) d'un courant d'intensité appréciable. Le courant est, au contraire, intermittent et, pour cette raison, on fait en sorte que chacune des lames à travers un circuit intégrateur, alimente — à son tour — un second relais, simple ou multiple, selon les cas, et qui agit directement sur le dispositif mécanique commandé. La **figure 22** représente le circuit intégrateur type, utilisé dans ce but. Comme on le remarque, la lame vibrante ferme le circuit d'alimentation du second relais, dont le bobinage comporte, en série, un condensateur de capacité élevée (généralement un électrolytique), et une résistance limiteuse.

Lorsque le contact de la lame vibrante est ouvert, aucun courant ne passe dans le bobinage du second relais. Toutefois, par l'intermédiaire du bobinage lui-même et de la résistance R, C se charge grâce à la tension continue appliquée aux bornes du circuit. R et C, en série entre eux, sont en parallèle avec les contacts qui se ferment pendant les vibrations de la lame. Ceci constitue un circuit intégrateur: lorsque les contacts sont fermés, le bobinage du relais est excité par le courant continu qui alimente le circuit tandis que lorsque les contact s'ouvrent, il est excité par le courant de charge du condensateur C. Ainsi, même si la lame vibre à la fréquence du signal de modulation préchoisi, le second relais est excité pendant tout le temps durant lequel le signal est transmis.

Bien entendu, dans un système à plusieurs canaux, chaque lame vibrante commande un relais particulier et est pourvue de son propre circuit intégrateur.

En résumé, si l'émetteur fonctionne sur une fréquence porteuse déterminée, par exemple 27 MHz, modulable directement par 6 fréquences acoustiques différentes, comme celles précédemment citées (grâce à la pression sur le bouton-poussoir correspondant), il est possible de monter en série avec la plaque (ou avec le collecteur) du dernier étage de basse fréquence du récepteur, un relais à six lames vibrantes dont les fréquences de résonance correspondent justement à celles de modulation. Dans ce cas, la présence d'une fréquence de modulation quelconque contraint la lame correspondante à vibrer. Celle-ci, à son tour, avec l'aide du circuit intégrateur, excite directement le relais supplémentaire qui agit mécaniquement sur la commande à laquelle il est destiné.

La possibilité d'actionner séparément plusieurs relais, par l'intermédiaire d'un relais à lames vibrantes, a permis de réaliser des appareillages de radiocommande très complexes. A proprement parler, il n'existe pas de limite au nombre de lames qu'il est possible de faire vibrer. En ce qui concerne l'émetteur, dont les dimensions ne sont pas critiques tant qu'il reste stable sur le point de commande, la présence d'un nombre élevé de canaux se résout en installant un nombre égal de boutons-poussoir sur le panneau de contrôle et un nombre analogue de capacités insérées par eux dans le circuit qui produit les fréquences de modulation. Au contraire, en ce qui concerne le récepteur, cette présence d'un nombre élevé de canaux se résout avant tout en employant un relais possédant un nombre adéquat de lames (et, par conséquent, d'un encombrement et d'un poids proportionnellement plus grands), et ensuite, en installant un nombre correspondant de relais secondaires, de circuits intégrateurs, et de dispositif mécaniques commandés.

Il apparaît évident que le nombre de canaux admissible dépend aussi de l'espace, du poids et du volume disponibles dans le modèle. Ces trois caractéristiques dépendent, à leur tour, de la puissance du dispositif propulseur. En effet, si tout le complexe récepteur est d'un poids qui, ajouté à celui du bateau (ou de l'avion), est supérieur à une certaine limite, il est nécessaire de trouver une proportion entre la puissance du moteur, l'autonomie (et, par conséquent, les dimensions des batteries et du réservoir de carburant) et le poids total. Il convient alors de trouver un compromis.

Leçon n° 152

RECEPTEURS et EMETTEURS POUR RADIOCOMMANDE

Avant d'entreprendre la construction d'une installation constituée d'un émetteur et d'un récepteur, pour l'exécution de différents ordres, ayant une portée considérable, il est opportun que le débutant se munisse d'un bon bagage d'expériences qui ne peuvent résulter que d'une pratique graduelle au cours de différentes étapes.

En réalité, nos lecteurs connaissent désormais assez en détail, les circuits d'émission aussi bien que ceux de réception; c'est pour cette raison qu'un long apprentissage ne devrait pas être nécessaire, au moins en ce qui concerne la partie électronique. Toutefois, dans le domaine de la radiocommande, les appareils de réception et d'émission comportent des systèmes particuliers qui, répétons-le, ne peuvent être appris que par la pratique acquise dans cette branche particulière.

Dans les grandes lignes, le procédé de rayonnement des signaux est analogue à celui grâce auquel on effectue des émissions en « graphie » ou en « phonie »: la seule différence réside dans le fait que dans le cas de l'émission par impulsion (comparable aux communications en « graphie »), il n'y a pas besoin de connaître un code très complexe et aucune habileté particulière pour émettre et pour recevoir. Il suffit, en effet, de se rappeler du code que le constructeur lui-même établit par rapport aux manoeuvres que le modèle réduit devra accomplir. Dans le cas de l'émission de signaux modulés en amplitude, l'opération est encore plus facile, parce que chaque note isolée est déterminée par une simple pression sur bouton-poussoir, ou par le déplacement d'un interrupteur à levier, qui logiquement, peut être repéré par des signaux correspondant au mouvement voulu (droite, gauche, en avant, en arrière, etc...).

Un fait d'une certaine importance, est la grosseur de l'émetteur. La puissance ne doit pas être supérieure à celle autorisée par la loi, c'est-à-dire 5 watts et, d'autre part, un modèle réduit, quand il est trop grand, ne peut plus être guidé facilement lorsqu'il dépasse une certaine distance, spécialement s'il s'agit d'un avion car, à un certain moment l'objet ne peut plus être observé par la personne qui le commande. En conséquence, il est évident que les dimensions de l'émetteur dépendent uniquement du nombre d'étages qui le constituent, de l'autonomie des batteries incorporées, ainsi que de la complexité plus ou moins grande des circuits. Quand cela est possible, rien n'empêche d'alimenter l'appareil directement avec le courant alternatif du réseau, prélevé au moyen d'un câble flexible et ayant une certaine longueur pour permettre à l'opérateur de suivre le modèle pendant ses évolutions.

L'antenne peut être constituée par un doublet ou par un simple élément vertical (antenne Marconi). Dans tous les cas, la longueur d'onde étant donnée, les dimensions sont toujours telles qu'elles permettent l'installation directement sur le côté ou sur l'étui de l'appareil, comme nous l'avons vu au cours de la leçon précédente. Avant de nous occuper à fond de la technique des émetteurs, voyons comment on peut construire un récepteur.

CONSTRUCTION de RECEPTEURS pour RADIOCOMMANDE

Les circuits utilisés pour la réception des signaux transmis, contenant les ordres de commande, peuvent être de différents types: dans ce choix on tient compte de différents facteurs, comme la sensibilité désirée (en rapport avec la distance de l'émetteur et sa puissance), les dimensions, le poids, etc... Comme nous l'avons déjà signalé, ils peuvent être à tubes aussi bien qu'à transistors; la sensibilité nécessaire peut être obtenue soit par un circuit superhétérodyne (c'est-à-dire avec conversion de fréquence), soit par l'intermédiaire d'un étage détecteur fonctionnant en super-réaction, suivi ou non d'autres étages.

Naturellement, les circuits superhétérodynes offrent les meilleures garanties de stabilité, sensibilité et de sûreté de fonctionnement: cependant — logiquement — ils requièrent un nombre d'étages relativement élevé et, en conséquence, un encombrement et un poids plus élevés. Outre cela, il convient d'ajouter que le circuit d'un récepteur superhétérodyne pour radiocommande se compose d'un nombre considérable de composants (étages amplificateurs, circuits accordés, résistances, condensateurs, etc...): plus le nombre des composants d'un circuit est grand, plus les risques de pannes de la part de ce dernier sont élevés, spécialement en cas de heurts violents.

Si l'on tire les conclusions de ce que nous venons de dire et si nous considérons le fait qu'avec les circuits super-réaction il est possible d'obtenir également une stabilité suffisante et une bonne sensibilité, on peut affirmer que les types à super-réaction sont préférables, surtout dans le cas des premières réalisations d'amateurs.

L'un des facteurs les plus importants qui incitent au choix d'un récepteur à super-réaction est, contrairement à ce que l'on pourrait penser, le facteur sélectivité

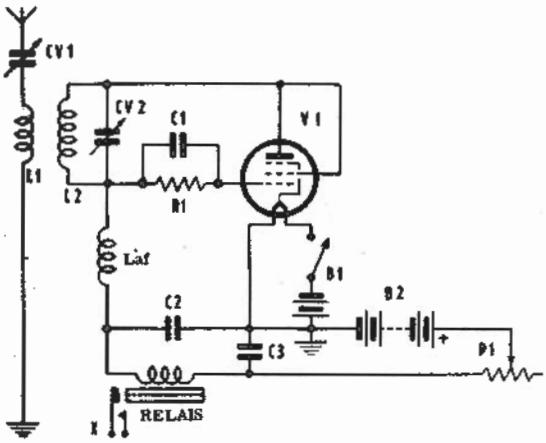


Fig. 1 - Circuit électrique d'un récepteur simple avec un tube fonctionnant en super-réaction par commande radio. CV1 règle l'impédance de l'antenne et CV2 permet la syntonie sur la fréquence de réception. La polarisation qui se produit aux extrémités de R1, selon qu'on reçoit ou non un signal, fait varier le courant anodique juste assez pour exciter ou désexciter le relais en série avec le circuit de plaque. Ce dernier est réglable au moyen d'un ressort de rappel et potentiomètre P1. De cette façon, en cessant la transmission du signal (non modulé), on a l'ouverture ou la fermeture des contacts indiqués par « X ».

Nous savons déjà que, par rapport au superhétérodyne, le circuit de détection à réaction offre une sensibilité égale, mais une sélectivité très nettement inférieure: ceci toutefois a la plus grande importance quant aux effets de la réaction des émetteurs amateurs, mais perd pratiquement cette importance lorsqu'il s'agit de la télécommande. En effet, il est bien peu probable que dans le rayon utile d'un émetteur il en existe un autre qui fonctionne sur une fréquence voisine et qui puisse, par conséquent, interférer avec celui sur lequel le récepteur est accordé.

L'ANTENNE du RECEPTEUR

Avec les récepteurs à super-réaction l'emploi d'antennes résonnant en quart d'onde ou en demi-onde n'est pas conseillable; en effet, étant donné les conditions de fonctionnement, voisines de celles à amorçage d'oscillations, la présence d'une antenne accordée peut créer un certain glissement de fréquence qui contraint le circuit de l'étage à fonctionner plus comme oscillateur que comme détecteur. Dans ce cas, l'antenne absorberait l'énergie du circuit en la rayonnant dans l'espace, plutôt que de lui en fournir sous la forme de signaux utiles.

Pour les applications sur les modèles réduits de bateaux ou d'avions, on a recours d'habitude à l'emploi d'antennes simples, constituées par un conducteur tendu horizontalement, comme nous l'avons vu dans la leçon précédente (figure 13). En général, pour une fréquence d'environ 27 MHz, un conducteur suffit (acier, bronze phosphoreux, ou un tube d'aluminium), ayant une longueur comprise entre 50 et 80 centimètres, selon la longueur du modèle réduit sur lequel elle est installée. Pour des fréquences plus grandes, on emploie des antennes plus courtes, ou de petits doublets.

Pour les récepteurs superhétérodynes au contraire il paraît opportun d'employer des antennes accordées. En général, si on emploie sur l'émetteur une antenne directive (par exemple un doublet avec élément réflecteur et un ou plusieurs éléments directeurs), il est souhaitable qu'elle soit polarisée verticalement. Dans ce cas, en donnant la même polarisation verticale à l'antenne réactive, il est plus facile d'étendre la portée et d'obtenir une plus grande sensibilité, nonobstant les éventuelles évolutions (changement de direction et, par conséquent, d'orientation) de ce dernier.

L'antenne est généralement reliée au circuit d'entrée par un compensateur dont le réglage permet une intéressante possibilité d'adaptation de l'impédance. Voyons maintenant un circuit de réception, en nous limitant aux types à super-réaction de construction et de mise au point plus faciles.

RECEPTEUR à un TUBE, pour la GAMME des 27 MHz

Le type le plus simple de récepteur, prévu pour les appareillages de radiocommande à un seul canal sans modulation (c'est-à-dire avec codification constituée seulement par l'interruption de la porteuse, comme dans les émissions en « graphie »), est illustré par la **figure 1**.

Il s'agit d'un tube à vide poussé, type 1S4 ou 3S4, fonctionnant comme détecteur en super-réaction. L'antenne reliée au primaire L_1, grâce à un compensateur qui permet l'adaptation de l'impédance, reçoit les signaux provenant de l'émetteur. Ces signaux, constitués exclusivement par des impulsions de H.F., ayant une durée déterminée par l'opérateur, sont appliqués, par induction, aux bornes de L2. Celle-ci, outre qu'elle constitue avec CV2 le circuit d'accord à proprement parler, détermine aussi le couplage réactif nécessaire entre les circuits de grille et de plaque de V1 pour le fonctionnement en super-réaction.

Sous l'effet du signal appliqué, le groupe de détection, constitué par C1 et R1, développe une tension déterminée de polarisation (à défaut de grille), qui peut atteindre une valeur telle que le courant anodique puisse s'annuler. Cependant, on n'atteint jamais la tension de blocage, puisque dans ce cas on obtiendrait seulement une série de variations très rapides du courant anodique depuis zéro jusqu'à une certaine valeur moyenne. En fait, on doit obtenir une variation appréciable du courant anodique, qui doit pouvoir prendre deux valeurs plus ou moins définies: une valeur maximum (par exemple 6,5 milliampères avec une tension

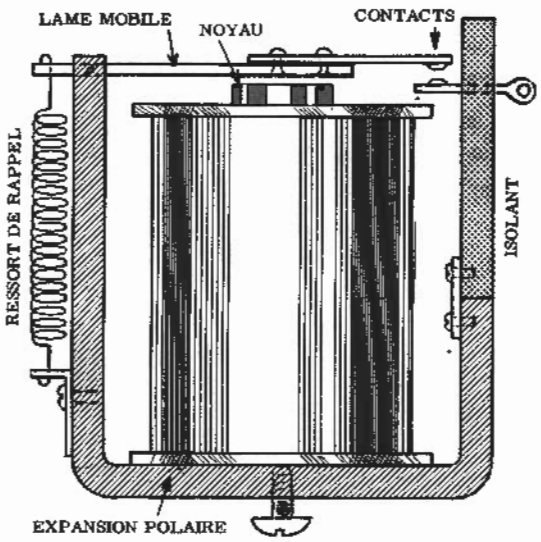


Fig. 2 - Exemple d'un relais simple. On remarque l'enroulement d'excitation (autour du noyau); l'expansion polaire; le grappin mobile et les contacts externes (vus de côté). Le ressort peut être plus ou moins tendu en déplaçant l'équerre inférieure.

anodique de 45 volts) en l'absence de signal et une valeur minimum (env. 2,3 milliampères), en présence de signal. Le filament du tube est chauffé par une batterie qui fournit une tension de 1,5 V s'il s'agit du 1S4 ou de 3 volts s'il s'agit du 3S4. Les deux types sont pratiquement identiques. La seule différence réside dans le fait que dans le premier le filament est chauffé justement sous 1,4 volt 100 milliampères, alors que dans le second, le filament étant pourvu d'une prise médiane, peut être alimenté avec une tension de 2,8 volts 50 milliampères, c'est-à-dire avec les mêmes caractéristiques que le 1S4, en reliant en parallèle les deux sections du filament. L'interrupteur relié en série avec la batterie de chauffage, permet d'éteindre le filament, coupant ainsi le courant anodique. La tension de plaque est fournie par une batterie qui peut être de 45,60 ou même 90 volts, selon la sensibilité désirée (plus la tension anodique est grande, plus la sensibilité du récepteur l'est aussi). La plaque et la grille écran sont reliées l'une à l'autre et pour cette raison le tube fonctionne en triode. Le bobinage d'excitation du relais est en série avec le circuit et peut être du type illustré par la **figure 2**. De plus, le potentiomètre P1, en série avec la batterie, introduit une plus ou moins grande résistance de chute qui permet une certaine variation du courant anodique, nécessaire pour la mise au point finale: C3 procède au filtrage nécessaire.

Les valeurs des composants sont les suivantes:

CV1 = Condensateur à air, 15/200 picofarad
CV2 = Condensateur à air, 5/15 picofarad
C1 = Condensateur au mica, 100 picofarad
C2 = Condensateur au papier 0,01 microfarad, 150 V
C3 = Condensateur au papier 0,5 microfarad, 150 V
R1 = Résistance 4 mégohms 0,25 watt
P1 = Potentiomètre linéaire au graphite, 25 kΩ
B1 = Batterie de 1,5 ou 3 volts (selon le tube)
B2 = Batterie anodique (voir le texte)
V1 = Tube 1S4 ou 3S4
L1 = Deux spires, fil vernis Ø 0,25 mm, bobinées entre les spires de L2.
L2 = 20 spires, fil verni Ø 0,25 mm, espacées de 0,25 mm, bobinées sur un support de 6 mm de diamètre.
Zaf = 50 spires de fil vernis Ø 0,15 mm, jointives et bobinées sur un support de 6 mm de diamètre
Rel. = Voir le texte.

La réalisation du récepteur ne présente pas de difficulté. Les seules dispositions dont il faut tenir compte sont: la position des bobines L1 et L2 (bobinées sur le même support), des condensateurs variables (CV1 et CV2), de l'antenne et de l'inductance Zaf. Pour éviter des couplages parasites, les bornes de L2 seront reliées, l'une directement à la plaque du tube (broche correspondante sur le support), l'autre à une broche libre. Entre celle-ci et la broche correspondant à la grille sera relié le groupe de détection R1 C1. Les connexions du condensateur variable CV2 devront être les plus courtes possibles. La borne de L1 correspondant à l'antenne sera reliée à une équerre-support d'ancrage, plutôt solide et en matière isolante (si possible céramique), à laquelle l'antenne devra être fixée.

Cette dernière, pour fonctionner correctement sur la gamme des 27 MHz, devra être constituée par une tige rigide (petit tube de laiton de 3 mm de diamètre extérieur), ayant une longueur maximum de 50 cm.

Les opérations de mise au point demandent une certaine patience et une certaine délicatesse. Comme on peut le remarquer en observant la figure 2, le relais (dont le bobinage doit avoir une résistance ohmique d'environ 2 000 ohms et une sensibilité minimum de 5 milliampères environ), peut être modifié en réglant la tension du ressort de rappel. Outre cela, la sensibilité peut être modifiée en réglant le potentiomètre P1, comme nous le verrons d'ici peu.

Si l'on dispose d'un émetteur qui peut envoyer un signal à haute fréquence avec une puissance de 5 watts, placé à une distance d'au moins 50 mètres, à l'extérieur, on procède comme suit: avant tout, avec l'émetteur à l'arrêt, on règle le ressort de rappel et l'intensité du courant anodique (par P1), afin que la petite lame mobile du relais continue à être attirée par le noyau quand le récepteur fonctionne. Ceci étant fait, après avoir mis en marche l'émetteur, il faut contrô-

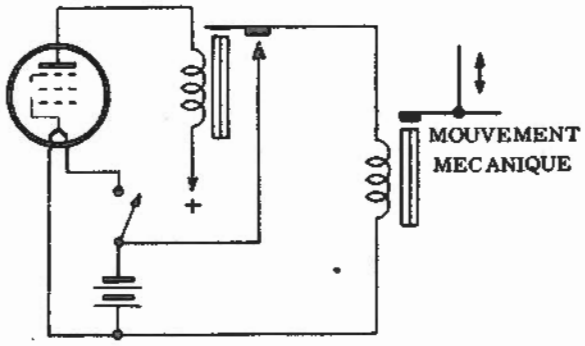


Fig. 3 - Si l'énergie mécanique du relais n'est pas suffisante pour accomplir une fonction déterminée, on peut faire de façon à ce qu'il commande à son tour un autre relais plus puissant et dont le grappin mobile exécute directement l'ordre transmis.

ler que le signal reçu est tel qu'il puisse provoquer une réduction du courant anodique suffisante pour libérer la petite lame du relais. Si cela ne se produit pas, on essaye tout d'abord de modifier la position des deux condensateurs CV1 et CV2, afin d'appliquer à la grille du tube le signal maximum. Si cela ne suffit pas, on contrôle (grâce à un milliampèremètre en série avec la batterie d'alimentation) la variation du courant anodique qui se manifeste en mettant en marche et en arrêtant l'émetteur. Répétons qu'en l'absence de signal, le courant anodique doit être d'environ 6,5 milliampères, tandis qu'il doit être inférieur à 2,5 milliampères en présence du signal. La variation du courant doit être suffisante pour libérer la petite lame quand le signal est reçu. Dans le cas contraire, il faut régler ensuite le ressort de rappel et le potentiomètre P1, afin que cela se produise instantanément, le signal étant présent. Enfin, il faut encore vérifier que la petite lame est de nouveau attirée sitôt que le signal cesse.

Le contrôle du récepteur étant fini, on pourra l'installer sur le modèle réduit, en utilisant le mouvement du relais de la façon la plus opportune: par exemple, s'il s'agit d'un petit bateau, on pourra provoquer la marche ou l'arrêt selon que le relais est fermé ou ouvert, ou bien le simple allumage d'une petite lampe, ou encore le fonctionnement d'un avertisseur sonore. Si l'on veut, le fonctionnement du relais pourrait être ultérieurement exploité, comme nous l'avons vu précédemment, en recourant à l'emploi d'un dispositif du type illustré par la figure 17 page 1206. Dans ce cas, en agissant continuellement sur le bouton qui détermine le fonctionnement où l'arrêt de l'émetteur, il est possible de faire tourner le bateau radioguidé dans toutes les directions.

Dans le cas où le dispositif mécanique actionné par le relais demande de la part de ce dernier un certain effort, si l'énergie mécanique de la petite lame mobile n'est pas suffisante, on peut utiliser le contact correspondant pour actionner un second relais, alimenté par la batterie de chauffage du filament, ayant une plus grande puissance, ainsi qu'il est expliqué sur la **figure 3**. Dans ce cas, le mouvement de la petite lame sur le premier relais, bien que n'ayant pas la force nécessaire pour déplacer, par exemple un timon, est cependant suffisant pour fermer le contact qui actionne le second relais; la partie mobile de ce dernier peut actionner directement un dispositif mécanique quelconque. Mais laissons à nos lecteurs le soin d'utiliser de la meilleure façon le type de récepteur décrit et examinons les caractéristiques de construction et de fonctionnement d'un récepteur plus complexe.

RECEPTEUR à DEUX TRANSISTORS, pour la GAMME des 27 MHz

La **figure 4** représente le circuit d'un récepteur pour radiocommande, adapté au fonctionnement dans la gamme des 72 MHz, constitué de deux étages amplificateurs et d'un détecteur diode. En réalité, le circuit se prête aussi très bien à un fonctionement sur des fréquences inférieures; pour cela, il suffit de remplacer la bobine d'accord par une autre, résonnant sur une fréquence de résonance différente.

L'antenne qui dans ce cas peut être un simple conducteur de 1 mm de diamètre, tendu sur une longueur d'environ 60 cm, doit être reliée directement à une extrémité de la bobine d'accord (L1). Celle-ci est constituée par 7 spires de fil de 12 dixièmes de millimètre, bobinées sur un support de 10 mm de diamètre et espacées de façon que la longueur totale du bobinage soit d'environ 20 mm. Ces données ne sont pas critiques, étant donné que la capacité d'accord (CV1), qui a une valeur maximum de 40 picofarads, permet d'atteindre de toute façon la résonance sur une fréquence proche de 72 MHz.

Le signal présent aux bornes du circuit accordé est appliqué à une diode à cristal, (D1), du type OA70 ou équivalent, en respectant la polarité indiquée sur le schéma. Le signal résultant de la détection est appliqué ensuite à l'entrée d'un amplificateur à deux étages, du type dit à courant continu, avec couplage par l'émetteur. En effet, comme on le remarque, les collecteurs des deux transistors (OC71 le premier et OC72 le second), sont tous les deux reliés au pôle né-

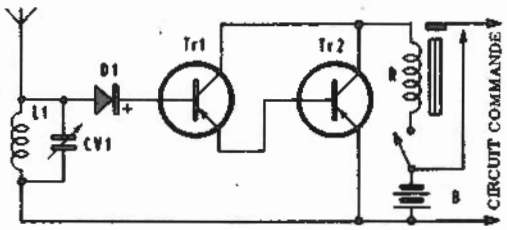


Fig. 4 - Circuit électrique d'un récepteur simple par commande radio à deux transistors plus une diode détectrice. Il a une consommation minimale et un encombrement réduit. Toutefois, vu sa sensibilité minime, il a une portée très limitée. Le relais placé à la sortie ferme un circuit alimenté par la même batterie qui alimente le récepteur.

gatif de l'alimentation alors que la base du second est reliée directement à l'émetteur du premier.

Le signal provenant de la diode de détection atteint directement la base du OC71, faisant ainsi varier le courant entre la base elle-même et l'émetteur. Ces variations de courant sont en phase avec celles qui se manifestent entre la base et l'émetteur du second étage (OC72). Dans le circuit des deux collecteurs, on a donc des variations de courant en phase entre elles et correspondant à la somme des variations qui se manifestent entre les deux transistors.

Le relais est connecté de façon que le bobinage d'excitation (à faible résistance intérieure, étant donné la charge réduite imposée par les caractéristiques des transistors) soit en série avec le circuit d'alimentation. Il est donc parcouru par le courant qui alimente le dispositif tout entier, lequel est minimum en l'absence de signal (contrairement à ce qui se produit dans le récepteur précédemment considéré) et atteint une intensité maximum d'environ 4 milliampères, quand le signal reçu a une amplitude appréciable.

Dans ces conditions, un relais ayant une résistance ohmique d'environ 50 ohms, permet une réponse immédiate avec une puissance suffisante pour divers emplois. Même dans ce cas, le mouvement de la petite lame mobile peut être employé pour actionner différents types de dispositifs, comme dans le cas précédent.

Si d'une part, ce récepteur offre le considérable avantage d'un encombrement très réduit et d'un poids minimum — surtout grâce à l'absence de la batterie anodique nécessaire à l'alimentation de la plaque du tube 1S4 —, il présente, d'autre part, l'inconvénient d'une sensibilité réduite à cause de l'absence d'un circuit de réaction. Le rayon d'action de l'émetteur ayant une puissance conventionnelle de 5 watts environ, est en effet très limité. La batterie B, qui alimente tout le dispositif, fournit une tension continue de 6 volts.

RECEPTEUR pour RADIOCOMMANDE, à MODULATION d'AMPLITUDE

Le circuit électrique est illustré à la **figure 5** et sa grande complexité apparaît tout de suite comme évidente si on l'observe attentivement. Le récepteur est comparable à un véritable appareil de radiodiffusion: l'unique différence réside dans l'utilisation des courants développés par suite de la détection et de l'amplification successive des signaux modulés, lesquels, au lieu d'exciter un haut-parleur, font entrer en vibration différentes lames étalonnées sur des fréquences déterminées.

Le circuit d'entrée se compose, comme on le remarque, d'un tube triode détecteur fonctionnant en super-réaction (V1). Le signal de basse fréquence se manifeste aux bornes de l'inductance B.F. Z1 et par une capacité de 2 000 picofarads (C5), est appliqué à la grille de V2. Ce tube agit comme amplificateur de tension des signaux à fréquence acoustique, lesquels sont ensuite appliqués à l'entrée de l'étage final (V3).

La charge de ce dernier est constituée par le bobinage d'excitation du relais à lames vibrantes, lequel doit pouvoir supporter un courant maximum de 10 milliampères et présenter une impédance d'environ 10 000 ohms. Il est pourvu de six lames vibrantes, dont chacune est étalonnée sur une fréquence donnée de façon précise pour qu'il n'existe pas de rapports harmoniques.

Chaque lame simple, lorsqu'elle entre en vibration, ferme et ouvre rythmiquement un contact électrique qui, à son tour, avec l'aide du circuit intégrateur relié en parallèle avec le contact intermittent (voir **figure 6**), excite un second relais pendant tout le temps durant lequel elle continue de vibrer.

Les opérations de mise au point demandent une certaine attention car c'est d'elles que dépend, en grande partie, la sûreté de fonctionnement. Pour que celle-ci soit bonne, il faut satisfaire diverses conditions: avant tout, la fréquence de transmission et celle d'accord du récepteur doivent être, la plus possible, stables. En second lieu, la sensibilité du récepteur doit être telle qu'elle ne ressente pas exagérément les variations de distance inférieures à 50 mètres au moins et enfin, la fréquence de modulation de la porteuse venant du modulateur incorporé dans l'émetteur ne doit pas différer de plus de 5% de la fréquence de résonance

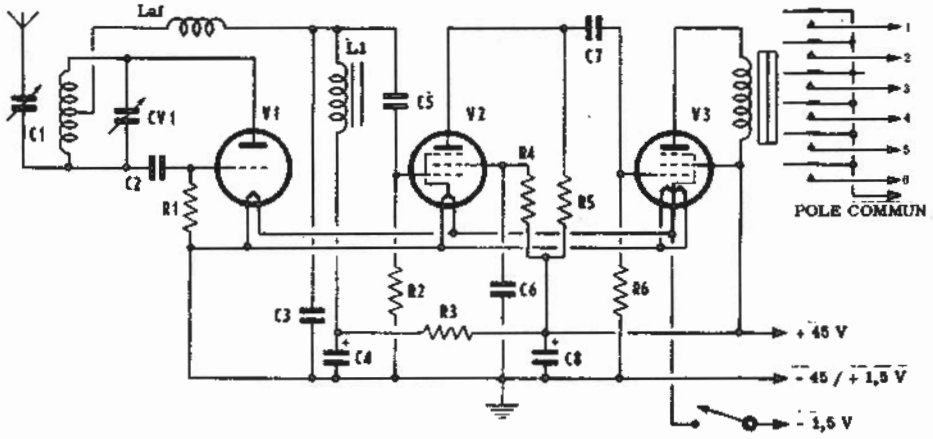


Fig. 5 - Circuit électrique d'un récepteur en super-réaction avec deux étages B.F., fonctionnant avec un relais sélectif à lames vibrantes. Chaque lame actionne un relais au moyen d'un circuit intégrateur. Ce récepteur consent la réception à plusieurs centaines de mètres de distance.

des lames. Dans le cas contraire, il pourrait arriver que l'ordre transmis ne soit pas exécuté, avec le risque de perdre le modèle réduit, en particulier s'il s'agit d'un avion.

Pour la mise au point de ces fréquences, il est conseillé de suivre la procédure que nous exposons ici: une fois le montage terminé après avoir mis au point les tensions, les courants, etc..., il faut établir avec la plus grande exactitude la valeur de la fréquence de résonance du chaque lame. Pour cela, il suffit de disposer d'un générateur B.F. à fréquence variable.

Si l'on relie la sortie du générateur entre la grille de commande du second étage (préamplificateur basse fréquence) et la masse, et que l'on donne à l'amplitude du signal envoyé une valeur convenable (égale à environ 5 millivolts), il suffit de faire varier la fréquence du signal, en commençant par la plus basse, lentement, jusqu'à ce que l'on enregistre la vibration de la lame la plus longue (correspondant à la fréquence la plus basse). A ce moment, on prend note avec soin de la fréquence correspondante et on cherche celle qui correspond à la lame suivante. Finalement, après avoir pris connaissance avec exactitude des fréquences correspondant à toutes les lames, il sera possible de mettre au point le modulateur présent dans l'émetteur, afin qu'il produise ces mêmes fréquences. Cela pourra être fait toujours avec l'aide du générateur et d'un oscillographe à rayons cathodiques, de la façon décrite page 810.

A la fin de ces opérations, le récepteur peut être installé sur le modèle réduit et les six relais actionnés par les lames (qui peuvent être en nombre plus ou moins grand, selon le type de relais relié à la sortie du récepteur et selon les exigences du constructeur), peuvent être employés pour actionner d'autres commandes pour la manoeuvre à distance du modèle réduit. Dans le cas où l'on dispose de six relais, correspondant à autant de commandes sur l'émetteur, les emplois sur un bateau et sur un avion pourraient être les suivants:

1. - **Cas du bateau**: la commande de mise en marche avant est actionnable à la main par l'intermédiaire d'un interrupteur installé directement sur le bateau (à moins qu'il ne s'agisse d'un modèle utilisant un petit moteur à explosion): virage à droite, virage à gauche, marche arrière, allumage des feux de position, avertisseur sonore et enfin arrêt (ce dernier seulement dans le cas où le moteur est électrique).

2. - **Cas de l'avion**: la mise en marche dépend exclusivement de l'opérateur, avant le décollage, parce que le moteur ne peut être que du type à explosion: virage à droite, virage à gauche, timon de profondeur en position de montée, timon en position de descente, allumage des feux et enfin variation de vitesse (décollage et marche). Les valeurs des composants employés dans ce circuit sont les suivantes:

CV1 = Condensateur variable à air, 2-10 picofarads
C1 = Condensateur à air, 2-15 picofarads
C2 = Condensateur au mica, 60 picofarads
C3 = Condensateur céramique, 2 000 picofarads
C4 = Condensateur électrolytique, 4 mF, 100 V
C5 = Condensateur céramique, 2000 picofarads
C6 = Condensateur au papier, 20 000 picofarads
C7 = Condensateur céramique, 2 000 picofarads
C8 = Condensateur électrolytique, 10 mF, 150 V
R1 = 1 Mégohm, 0,25 watt
R2 = 2 Mégohms, 0,25 watt
R3 = 25 000 ohms, 0,25 watt
R4 = 2 Mégohms, 0,25 watt
R5 = 0,5 Mégohm, 0,25 watt
R6 = 2 Mégohms, 0,25 watt
V1 = CK5677 — V2 = 1T4 — V3 = 3V4
L1 = 8 spires, fil émaillé, Ø 0,25 mm, bobinées sur un support de 10 mm de diamètre, espacées sur une longueur totale de bobinage de 6 mm. Prise intermédiaire sur la 3ème spire, à partir du côté de l'antenne.
Zaf = Inductance d'arrêt de 100 µH
Z1 = Inductance B.F., 35 H, 5 mA

Une particularité d'importance considérable, qui concerne l'installation de ces récepteurs sur les modèles réduits radioguidés, est le système de montage méca-

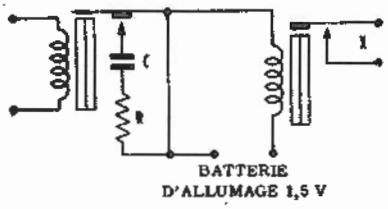


Fig. 6 - Emploi du relai secondaire et du circuit intégrateur pour fermer ou pour ouvrir un circuit électrique. Ce dernier est alimenté régulièrement par une batterie malgré les vibrations de la lame.

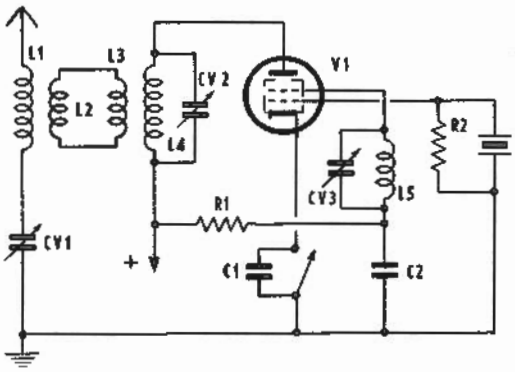


Fig. 7 - Circuit électrique d'un émetteur a un seul tube, avec contrôle à cristal. V1 agit comme oscillateur/séparateur ainsi que comme étage multiplicateur de fréquence. La modulation est à impulsions.

nique: ces dispositifs, en effet, spécialement s'il s'agit de modèles d'avions, risquent de subir des heurts violents, en particulier lors de l'atterrissage. Pour cette raison, il peut arriver que la lame d'un relais se déplace, provoquant la commande correspondante même sans que l'ordre ne soit transmis, ou que l'on enregistre une interruption, ou franchement la coupure de l'un des composants par suite d'un heurt violent. Cela impose que tous les éléments d'une certaine fragilité (tube, transistors, relais, etc...), soient fixés au support (ou châssis) par des suspensions en caoutchouc mousse, capables d'absorber une bonne partie du choc éventuel. Outre cela, les connexions doivent être rigides et robustes, et les soudures doivent être faites avec le maximum de soin en faisant attention, quand cela est nécessaire, de disposer une quantité d'étain plus importante qu'il ne le faudrait.

EMETTEUR à un TUBE, pour MODULATION à IMPULSIONS

La figure 7 montre le circuit électrique d'un émetteur à un seul tube; à l'exclusion de l'alimentation, qui peut être de n'importe quel type conventionnel, à tube ou à redresseur au sélénium, ou encore à batterie, avec ou sans survolteur, selon le type de source. Il s'agit d'un tube du type 6V6, monté en oscillateur à quartz. La gamme de fréquence est celle des 27 MHz, toutefois, en employant un cristal différent et, naturellement, d'autres valeurs pour les circuits accordés, il peut fonctionner aussi sur la gamme des 72 MHz, quoique avec une puissance plus faible.

Le tube fonctionne en oscillateur à cristal ou en multiplicateur de fréquence et séparateur. En effet, comme on le remarque, le véritable oscillateur à cristal utilise directement la grille de commande alors que la grille écran sert de plaque.

Le circuit accordé situé en série avec la grille écran fonctionne sur la même fréquence que le cristal (environ 6 800 kHz), alors que le circuit accordé en série avec la plaque, qui sert d'étage séparateur entre l'oscillateur et la charge (antenne), fonctionne sur une fréquence quadruple. De cette façon, outre la remarquable indépendance de la fréquence par rapport aux caractéristiques de l'antenne, on obtient une stabilité élevée.

La transmission des ordres se réalise simplement en interrompant — par un interrupteur appliqué sur le panneau de commande — le circuit de cathode. Dans ce cas, logiquement, on interrompt le courant anodique et en conséquence, le rayonnement des ondes électromagnétiques. Par contre, à peine la continuité de ce circuit est-elle rétablie que les oscillations reprennent instantanément.

L'appareil peut être monté dans une petite boîte d'aluminium pourvue d'une attache en céramique pour la connexion de l'antenne extérieure. Celle-ci pour la fréquence de fonctionnement considérée, pourra être constituée par un conducteur vertical ou horizontal, ayant une longueur totale de 2,5 mètres environ. Bien entendu, il sera bon que la position de l'antenne par rapport à la surface du sol soit analogue à celle de l'antenne installée sur le modèle réduit radiocommandé.

La mise au point n'est pas difficile parce que la fréquence de fonctionnement (qui doit être identique à celle du récepteur installé sur le modèle réduit) ayant été établie avec exactitude une fois pour toutes, il ne reste plus qu'à agir sur le bouton-poussoir de commande pour rayonner des impulsions de haute fréquence non modulée, de la durée voulue. Pour la gamme des 22 MHz, les valeurs des inductances sont les suivantes:

L1 = 6 spires de fil émaillé Ø 1,5 mm, bobinées sur un support Ø 30 mm, espacées de 1 mm.

L2 = Une seule spire insérée entre celles de L1 et de L4, fil émaillé Ø 1 mm.

L3 = Comme L2.

L4 = 7 spires de fil émaillé Ø 2 mm, espacées de 1,5 mm, bobinées sur un support Ø 30 mm

L5 = 30 spires de fil émaillé Ø 1 mm, se touchant les unes les autres et bobinées sur un support Ø 20 mm.

Les valeurs des composants sont les suivantes:

CV1 = Condensateur à air, 5-75 picofarads

CV2 = Condensateur à air, 5-30 picofarads

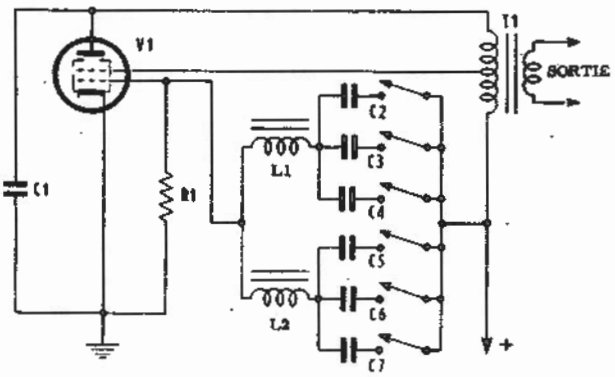


Fig. 8 - Circuit électrique du modulateur qui peut être adjoint à l'émetteur de la figure 7. Il s'agit d'un générateur de signaux à basse fréquence LC. Deux inductances sont employées pour la production des diverses fréquences en relation de la valeur des capacités C2, C3, C4, C5, C6, C7 qu'on peut insérer séparément au moyen de touches spéciales. Le secondaire du transformateur de sortie doit être en série avec l'alimentation anodique de l'émetteur (modulation de plaque).

CV3 = Condensateur à air, 15-150 picofarads
C1 = Condensateur au papier, 5 000 picofarads, 500 V
C2 = Condensateur céramique, 2 000 picofarads
R1 = 2 000 ohms, 2 watts
R2 = 50 000 ohms, 0,25 watt
V1 = 6V6, ou 6AQ5, ou similaire.

L'alimentation, répétons-le, peut être de n'importe quel type, pourvu qu'elle puisse fournir une tension anodique de 300 volts, avec un courant maximum de 50 milliampères. Si l'on veut employer l'émetteur comme unité portative, on pourra l'alimenter avec un redresseur à oxyde, relié à un transformateur à son tour alimenté par la batterie d'une automobile, de 6 ou 12 volts, par l'intermédiaire d'un survolteur.

La mise au point est simple; une fois toutes les tensions contrôlées après avoir raccordé l'antenne (ou après l'avoir remplacée par une lampe de 5 watts reliée à deux ou trois spires de fil de 2 mm de diamètre, couplées inductivement à L4) et après avoir inséré le cristal, on commence la mise au point du circuit accordé L5/CV3, jusqu'à ce que l'on enregistre (avec un milliampèremètre de 100 milliampères en série avec l'alimentation) le courant minimum de plaque. Ceci étant fait, on peut régler le circuit accordé L4/CV2, toujours jusqu'à ce que l'on obtienne le courant anodique minimum. Il faut faire attention pendant cette opération, d'effectuer l'accord sur le quatrième harmonique et non pas sur les harmoniques inférieurs; dans ce cas, en effet, la fréquence du signal rayonné ne correspondrait plus à celle que l'on désire. L'erreur éventuelle pourra être signalée par une portée très limitée de l'émetteur, dans ce cas il sera bon de répéter l'opération de mise au point, en cherchant par tâtonnements la position qui permet le fonctionnement avec une portée maximum.

Enfin, on réglera CV1, l'antenne étant insérée, jusqu'à ce que l'on ait le rayonnement maximum. La mesure, dans ce cas, devrait être exécutée avec un mesureur de champ; mais dans ce cas il est possible d'employer le même récepteur installé sur le modèle réduit. En effet, on remarquera que pour les positions incorrectes de CV1, le champ d'action est très limité alors que pour les autres positions, on aura un fonctionnement satisfaisant à des distances considérablement plus élevées.

Il n'est pas possible d'établir à priori la portée de cet émetteur parce qu'elle dépend de la conformation de la zone, de la présence ou non d'arbres et de constructions, ainsi que de la sensibilité du récepteur: toutefois, nous pouvons affirmer que dans une zone complètement dégagée, comme peut l'être un pré ou un lac, il peut atteindre efficacement le récepteur à une distance de plusieurs centaines de mètres.

Si l'on veut adopter le même circuit pour la transmission des signaux modulés en amplitude, on pourra appliquer un modulateur en série avec l'alimentation de plaque. Comme nous le savons, il s'agit de moduler en amplitude la porteuse, avec autant de fréquences, toutes différentes, qu'il y a de lames au relais sélectif. En pratique, le circuit du modulateur se compose simplement d'un étage oscillateur de basse fréquence, ayant des caractéristiques telles que la fréquence d'oscillation puisse être modifiée par une simple pression sur un bouton poussoir, ou par l'abaissement d'un interrupteur.

Voyons maintenant, comment il est possible de réaliser un circuit de ce genre et comment il doit être relié à l'émetteur que nous venons de décrire.

Modulateur d'amplitude à six canaux

Afin que le signal de basse fréquence appliqué au relais à lames vibrantes ait une amplitude suffisante pour obtenir ce que l'on désire, le taux de modulation ne doit pas être inférieur à 80%. Pour cela, il est nécessaire d'employer un tube identique à celui de l'oscillateur H.F., comme il est indiqué sur la **figure 8**.

Il s'agit d'un circuit oscillateur B.F. ordinaire, du type LC, dans lequel la fréquence d'oscillation peut prendre six valeurs différentes, selon le bouton poussoir qui est inséré. Chacun d'eux connecté, entre la borne inférieure du bobinage de plaque et la grille

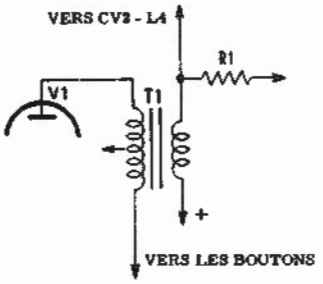


Fig. 9 - Le transformateur de sortie du modulateur est connecté à l'émetteur de la figure 7 selon le système classique de modulation de plaque. On sait que le signal de sortie modifie la tension anodique du tube de l'émetteur et donc l'amplitude de la porteuse.

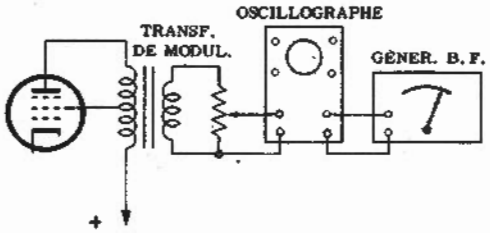


Fig. 10 - Connexions entre le modulateur et les instruments pour la mise au point des fréquences par la méthode des courbes de Lissajous. Les valeurs nécessaires des capacités doivent être recherchées par des essais.

du tube, un circuit LC résonnant série, dont les caractéristiques déterminent justement la fréquence d'oscillation. Le circuit de plaque est un véritable transformateur de modulation, dans lequel le primaire (à point milieu) constitue en partie la charge anodique du tube (entre plaque et écran), et en partie le bobinage de réaction entre la grille et l'anode.

Le secondaire au contraire, doit être connecté en série avec l'alimentation anodique du tube oscillateur haute fréquence, comme il est indiqué sur la **figure 9**.

Le circuit n'est pas critique et les oscillations se manifestent avec une certaine facilité dans la gamme des fréquences acoustiques: les valeurs sont représentées ci-dessous, à l'exception de celles qui se rapportent aux capacités qui contrôlent la fréquence d'oscillation, lesquelles dépendent logiquement de la fréquence de résonance des lames du relais monté sur le récepteur. Il est possible d'adopter pour les six fréquences deux inductances seulement avec noyau ferromagnétique (une pour chaque groupe de trois fréquences) en faisant varier seulement la valeur de la capacité en série.

C1 = Condensateur au mica, 500 picofarads

C2 = A déterminer expérimentalement

C3 = Comme C2, C4, C5, C6 et C7

R1 = 50 000 ohms, 0,25 watt

Z1 = Inductance basse fréquence, 12 henrys, 5 mA

Z2 = Inductance basse fréquence, 6 henrys, 5 mA

T1 = Transformateur de sortie pour « push-pull » de 6V6: Impédance primaire, 10 000 ohms, inductance 10 henrys; Impédance secondaire, 8 000 ohms. Le secondaire doit être exécuté avec un conducteur qui puisse supporter un courant d'environ 65 mA.

Comme on le remarque, l'inductance basse fréquence (Z1), reliée au premier groupe de trois condensateurs, a une valeur égale au double de celle de Z2. En conséquence, les trois fréquences établies par les boutons-poussoir 1, 2 et 3 sont les plus basses et augmentent progressivement jusqu'à une valeur au delà de laquelle, pour avoir un signal de sortie d'amplitude égale, il est indispensable de réduire la valeur de l'inductance en série.

Pour effectuer la mise au point des capacités C2, C3 etc., jusqu'à C7, après avoir déterminé avec la plus grande exactitude les valeurs des fréquences de résonance des lames du relais utilisé sur le récepteur, on procède comme il est indiqué sur la **figure 10**: en reliant la sortie du modulateur à l'entrée de l'amplificateur vertical d'un oscilloscope (par l'intermédiaire d'un atténuateur) et la sortie du générateur de signaux B.F. à l'entrée de l'amplificateur horizontal, on met celui-ci dans la position correspondant à la fréquence la plus basse. En insérant ensuite le bouton-poussoir N. 1, on trouve différentes valeurs de C2 — en connectant éventuellement deux ou plusieurs condensateurs en parallèle — jusqu'à ce que l'on obtienne l'image d'une ellipse sur l'écran. Cela signifie justement que les deux fréquences sont égales. Cela fait, on répète l'opération avec la seconde fréquence, par rapport au bouton-poussoir N. 2 et ainsi de suite.

Il n'est pas difficile, si l'on dispose d'un certain assortiment de condensateurs, de repérer les valeurs de capacité nécessaires pour obtenir les différentes fréquences. A la fin, les groupes de capacité ainsi constitués seront insérés définitivement et l'appareil sera prêt à fonctionner. Il ne restera plus qu'à attribuer aux six boutons-poussoir autant de nombres (dont chacun représente un ordre qui peut être transmis), ou un mot qui représente l'ordre lui-même, des manoeuvres décidées. Il est possible de réaliser différents autres types d'émetteurs, soit à modulation par impulsions, soit à modulation d'amplitude. Il en existe en fait qui sont alimentés exclusivement par des batteries (incorporées ou non); toutefois, dans ce cas il est évident que la puissance d'émission est très nettement inférieure, réduisant ainsi la portée. C'est pour ces différentes raisons que nous retenons le type que nous avons présenté comme pouvant satisfaire la plus grande partie des exigences.

Leçon n° 153

QUESTIONS sur les LEÇONS 151 et 152

N. 1 — Qu'est-ce qu'un relais ?

N. 2 — Quelle différence y a-t-il entre un relais normal et un relais polarisé ?

N. 3 — De combien de façons, dans le radioguidage, peut être exploité le fonctionnement du relais et comment peut-il être exploité ?

N. 4 — Par quoi est déterminée la « portée » d'un relais ?

N. 5 — De combien de façons peut être modulée la porteuse de l'émetteur, dans les applications de radiocommande ?

N. 6 — Comment est-il possible, avec un système de transmission par impulsions, de transmettre des ordres de différents genres au modèle réduit radioguidé ?

N. 7 — Pour quel motif l'émission de plusieurs types d'ordres, par l'intermédiaire de la variation de fréquence de la porteuse, n'est-elle pas pratique ?

N. 8 — Qu'entend-on par « codification » ?

N. 9 — Pour quelle raison, dans le cas de la modulation de la porteuse par des signaux à Basse Fréquence, est-il nécessaire qu'il n'existe pas entre eux des rapports harmoniques ?

N. 10 — Pour quelle raison, dans l'émetteur, l'antenne doit-elle être accordée sur la fréquence de fonctionnement ?

N. 11 — Pour quelle raison, dans les récepteurs fonctionnant en super réaction, l'antenne ne doit-elle pas être accordée sur la fréquence du signal reçu ?

N. 12 — Qu'entend-on par « décodification » ?

N. 13 — Comment fonctionne un relais à lames vibrantes ?

N. 14 — A quoi sert un circuit intégrateur, dans le cas d'un relais actionné par une lame vibrante ?

N. 15 — Quels sont les facteurs limitant l'emploi des relais à lames vibrantes ?

N. 16 — De quoi dépend la portée utile d'un système de télécommande ?

N. 17 — Dans le cas de la transmission d'ordres par l'intermédiaire de signaux à Basse Fréquence, quel doit être le taux minimum de modulation de l'émetteur ?

N. 18 — Si le relais actionné directement par des signaux n'est pas assez puissant, comment est-il possible de faire pour qu'il actionne indirectement une commande qui demande un certain effort ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 1195

N. 1 — La possibilité d'effectuer des transmissions à grande distance avec une puissance minimale, étant donné la forte concentration des ondes rayonnées en un faisceau directionnel.

N. 2 — Parce que l'onde de surface (ou terrestre) s'évanouit rapidement, et que l'onde spatiale se perd dans le ciel pour être à peine réfractée par les différentes couches.

N. 3 — Quand il s'agit d'un conducteur à surface plane et uniforme.

N. 4 — La vitesse augmente en même temps que la température de l'air et avec la diminution de la pression atmosphèrique et le pourcentage d'humidité (vapeur d'eau).

N. 5 — Un conducteur unique, creux, et à l'intérieur duquel se propage l'onde électromagnétique.

N. 6 — La direction parallèle aux parois supérieures et inférieures, c'est-à-dire aux côtés de plus grandes surfaces. Bien entendu, ceci n'est valable que dans le cas d'ondes polarisées verticalement et d'un guide d'onde à section rectangulaire.

N. 7 — Sur la surface d'une paroi intérieure d'un guide d'onde, il ne peut exister un champ électrique parallèle à la surface, ni un champ magnétique variable qui lui soit perpendiculaire.

N. 8 — Des pertes réduites, grâce à l'absence d'un conducteur central.

N. 9 — Par le rapport entre l'intensité du champ transversal électrique, et l'intensité du champ transversal magnétique, au point donné.

N. 10 — Trois: dispositif d'accord à vis (simple ou multiple), à piston, et à fenêtre. Les deux premiers peuvent être réglés depuis l'extérieur; le type à fenêtre, au contraire, est fixe.

N. 11 — Parce que le temps de transit ainsi que les capacités inter-électrodes et l'inductance des connexions internes ont des valeurs excessives.

N. 12 — Dans le premier cas, l'intensité du courant anodique varie grâce au signal; dans le second, au contraire, c'est la vitesse des électrons qui varie.

N. 13 — Le premier comporte deux cavités résonnantes (rassembleuse et collectrice) tandis que le second ne possède qu'une grille; de plus l'anode devient « répulsive » parce qu'elle est portée à un potentiel négatif par rapport à la cathode.

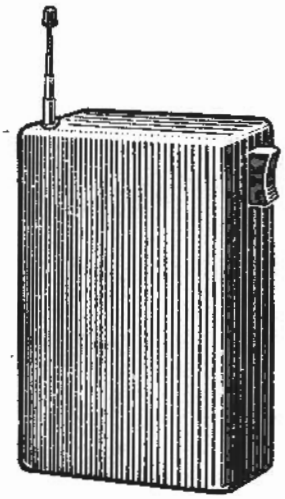
N. 14 — Le fait que les électrons qui passent à travers la grille continuent par inertie pendant un instant avant d'être freinés par l'anode et de rebrousser chemin. Au retour, les électrons retraversent la grille avant d'être portés, par elle à un potentiel positif. Capturés de cette façon, ils oscillent autour de la grille.

N. 15 — De trois façons: comme amplificateur, comme oscillateur et comme multiplicateur de fréquence.

N. 16 — D'une seule façon et, précisément, comme oscillateur.

N. 17 — Parallèle à l'axe de l'anode à cavité et perpendiculaire au mouvement des électrons de la cathode à l'anode.

N. 18 — En ajoutant un système de connexion « hybride » des antennes. De cette façon, il est possible que chacune d'elles reçoive sur une fréquence et émette sur une autre, sans aucune influence réciproque entre les deux signaux.



EMETTEUR - RECEPTEUR pour télécommande fonctionnant sur la bande de 27,12 MHZ

Cet Ensemble comprend: **1 Emetteur** et **1 Récepteur 6 transistors** fonctionnant sur la Fréquence autorisée de 27,12 MHz.

Dispositif à UN CANAL, les ordres sont transmis au récepteur par l'Emetteur à l'aide d'une fréquence de modulation unique. C'est le procédé le plus simple et le plus sûr. **Grande sensibilité** permettant des liaisons pouvant atteindre **1 kilomètre.**

MULTIPLES APPLICATIONS: Asserviment de modèles réduits (avions, bateaux, voitures, etc). Commutation 1re et 2e chaîne d'un Téléviseur sans quitter son fauteuil. Dispositifs anti-vols, etc., etc.

Exemple d'application

Cet ensemble comprenant un émetteur et un récepteur à transistors fonctionne sur la fréquence autorisée de 27,12 MHz. Il s'agit d'un dispositif à un canal, c'est-à-dire que les ordres sont transmis au récepteur par l'émetteur à l'aide d'une fréquence de modulation unique. C'est le procédé de radio-commande à la fois le plus simple et le plus sûr. Sa sensibilité est telle qu'elle permet des liaisons pouvant atteindre 1 kilomètre; ce qui définit nettement son efficacité.

Dès que l'on parle de télécommande, on évoque immédiatement l'asservissement de modèles réduits, bateaux, avions, etc. Certes, l'ensemble que nous allons décrire est tout à fait adapté à ce genre d'application. Dans ce cadre, nous donnerons d'ailleurs en fin d'article le principe d'un procédé de commande d'une voiture miniature. Il ne faut cependant pas en conclure hâtivement que là s'arrête son champ d'applications. Il peut être utilisé dans un grand nombre de cas que seule limite l'imagination. A titre d'exemple, signalons la possibilité d'emploi pour la commutation 1re-2e chaîne d'un téléviseur sans quitter son fauteuil. Il suffit alors de remplacer le commutateur 819-625 lignes par les contacts d'un relais actionné par le récepteur. On peut aisément, grâce à lui, obtenir le déclenchement à distance d'une sonnerie en cas d'ouverture des portes d'une voiture en stationnement. Cette utilisation est susceptible d'intéresser un grand nombre d'automobilistes dont la voiture, restant garée la nuit dans la rue, risque d'être la proie des malandrins de toutes sortes. L'installation est alors extrêmement simple: il suffit de prévoir à chaque porte un interrupteur à poussoir commandant l'alimentation de l'émetteur placé à bord du véhicule. Dans ces conditions, l'ouverture d'une porte met en action le récepteur en état de veille au domicile du propriétaire. On peut encore commander l'ouverture ou la fermeture des portes d'un garage sans quitter le volant de la voiture. Arrêtons là cette énumération et laissons à chacun le soin d'adapter cet ensemble à ses besoins.

Le schéma de l'émetteur

Le schéma de l'émetteur est donné à la **figure 1**. On remarquera immédiatement sa simplicité. Il met seulement en oeuvre deux transistors alimentés sous 9 V. L'oscillation HF de 27,12 MHz de fréquence est produite par un transistor de puissance au silicium du type NPN: un 2N1987 Cosem. La puissance HF produite est de 150 mW. La fréquence de l'oscillation est définie par un circuit oscillant composé d'une self de huit tours à noyau réglable et de la capacité parasite (antenne/boîtier) de 20 pF environ. Ce circuit oscillant est placé du point de vue HF entre collecteur et base. Sa liaison avec le collecteur est directe et l'alimentation du collecteur se fait à travers la self. Côté base, la liaison fait intervenir un condensateur de 4,7 nF. La polarisation de la base est appliquée à cette électrode par une résistance de 22 000 Ω. La self possède une prise médiane qui est reliée à l'émetteur par un condensateur de 47 pF, ce qui crée le couplage nécessaire à l'entretien des oscillations. Du fait que le transistor 2N1987 est

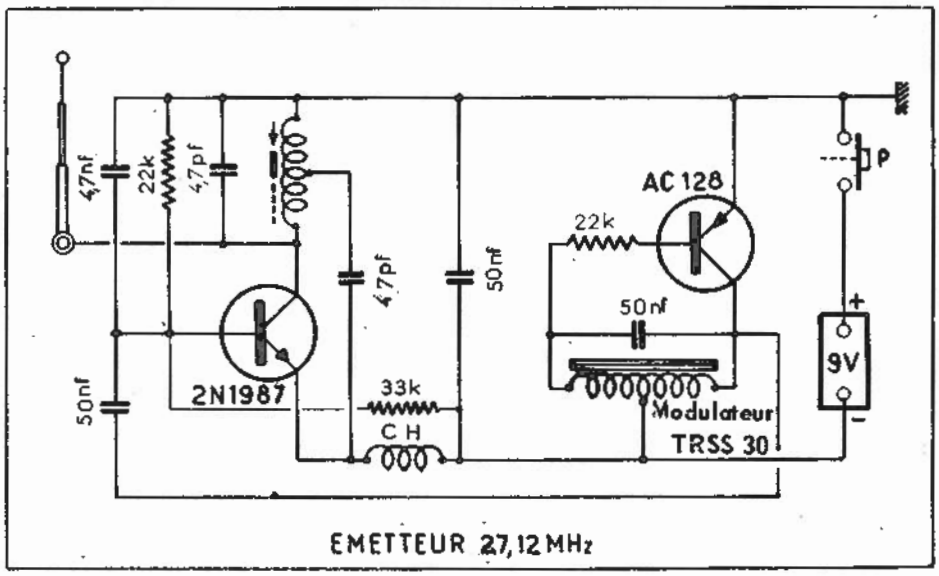


Figure 1

du type NPN, son collecteur est relié au pôle + de la pile de 9V, tandis que son émetteur est relié au pôle —. Le circuit émetteur contient une self de choc qui, en bloquant le courant HF se développant dans le circuit, facilite son report dans le circuit oscillant par le condensateur de 47 pF. L'alimentation de cet étage oscillateur HF est découplée par un condensateur de 47 nF. L'oscillation HF est prélevée sur le collecteur du transistor et appliquée directement à l'antenne téléscopique.

L'oscillation à 27,12 MHz produite par l'étage que nous venons d'étudier est modulée en amplitude par une oscillation BF produite par un transistor PNP AC128. Pour engendrer cette oscillation, l'AC128 est associé à une self BF qui est accordée par un condensateur de 47 nF. Cette self est constituée, en réalité, par le primaire d'un transfo de sortie pour étage BF push-pull, transfo qui porte la référence TRSS30. Le circuit oscillant, formé par ce primaire et le condensateur de 47 nF, est placé entre base et collecteur de l'AC128. Une résistance de 22 000 Ω du côté base assure la polarisation de cette électrode. Le TRSS30 étant un transformateur pour étage push-pull, son primaire comporte une prise médiane. Cette prise assure l'alimentation du transistor et est reliée au pôle — de la pile 9 V. L'émetteur de l'AC128 est connecté à la ligne +9 V, qui correspond à la masse du montage. Le courant BF de modulation est prélevé à l'extrémité de la self du côté de la base de l'AC128 et appliqué à la base du 2N1987 par un condensateur de 47 nF. Un boutons-poussoir P sert à établir l'alimentation et, par conséquent, à provoquer l'émission d'un signal de commande.

Le schéma du récepteur

La figure 2 montre la constitution du récepteur. Il comporte un étage détecteur superréaction suivi par trois étages amplificateurs B.F. Comme vous le savez sans doute, la superréaction procure une très grande sensibilité. Elle fonctionne parfaitement et ne présente aucune difficulté de mise au point en VHF, ce qui est précisément le cas en télécommande. Pour ces raisons, elle permet la réalisation de récepteurs à petit nombre de transistors et, par conséquent, de faible poids et de dimensions réduites, qualités qui conviennent particulièrement en radio commande.

Sur ce récepteur, l'étage superréaction est équipé d'un transistor AF102 utilisé en base commune. Le circuit d'accord constitué par une self de 8 tours à noyau réglable et un condensateur de 22 pF est inséré dans le circuit collecteur. La polarisation de la base est obtenue par un pont de résistances constitué par une 10 000 ohms côté —9 V et une 4 700 ohms côté +9 V. Ce pont est découplé par un condensateur de 25 µF.

Le circuit émetteur contient une self de choc et une résistance de charge de 4 700 ohms découplée par un condensateur de 10 nF. La self de choc a pour effet de bloquer la composante HF du courant détecté qui est réinjecté dans le circuit collecteur par un condensateur de 22 pF. Cette réinjection ayant le sens convenable procure le phénomène de réaction qui caractérise ce genre de montage. La fréquence de découplage, de l'ordre de 60 000 périodes, est obtenue par le blocage et le déblocage périodique du transistor provoqué par la charge et la décharge du 10 nF du circuit émetteur. Cette charge est produite par l'oscillateur HF qui est redressée par la jonction base-émetteur. La décharge a lieu à travers la résistance de 4,7 kΩ. L'antenne est reliée directement au point chaud du circuit oscillant d'accord, c'est-à-dire au collecteur du transistor. Le signal BF détecté apparaît aux bornes de la résistance de 4 700 Ω. En principe, il devrait être dénué de toute composante HF, du fait de la présence de la self de choc et d'un condensateur de découplage de 10 nF. Pour rendre cette élimination plus complète, la liaison avec l'étage suivant contient une cellule de découplage composée d'une résistance de 1 000 Ω et d'un condensateur de 47 nF destiné à atténuer le souffle de superréaction. Le signal B.F. prélevé sur la résistance de 4 700 Ω du circuit émet-

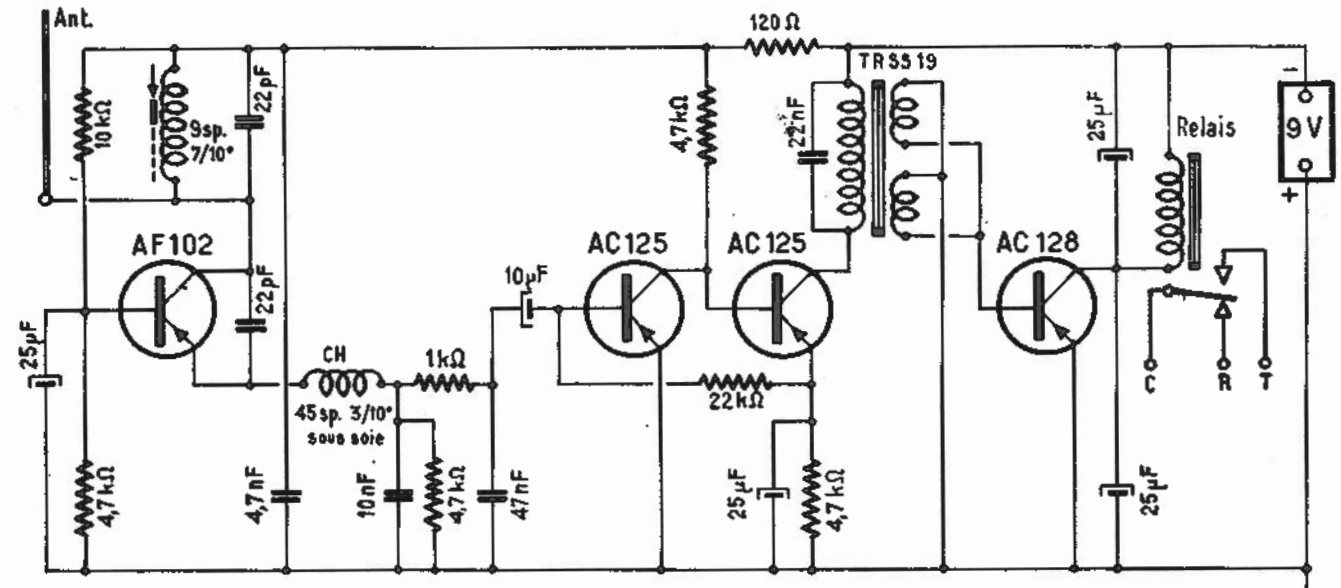


FIG.2 RÉCEPTEUR Super-Réaction 27,12 MHz

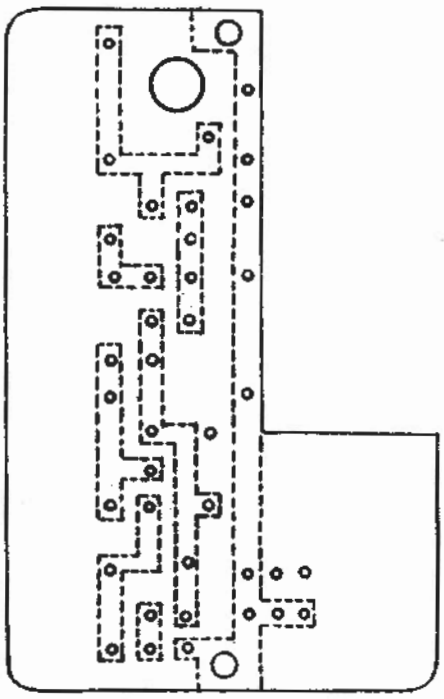
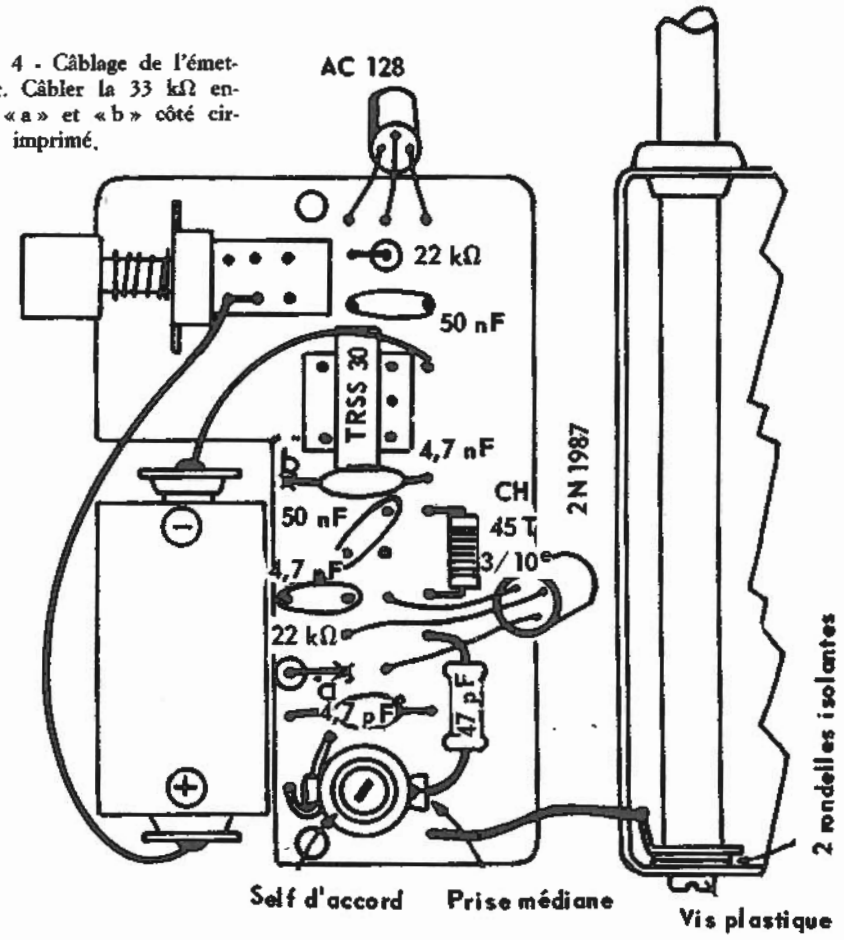


Fig. 3 - Circuit imprimé de l'émetteur (vu côté bakélite).

Fig. 4 - Câblage de l'émetteur. Câbler la 33 kΩ entre « a » et « b » côté circuit imprimé.



teur de l'AF102, est transmis à la base d'un AC125 qui équipe le premier étage BF par la cellule de découplage que nous venons de mentionner et par un condensateur de liaison de 10 µF. L'AC125 a son émetteur directement relié à la ligne +9 V., tandis que son collecteur contient une résistance de charge de 4 700 Ω.

Le second étage BF est aussi équipé par un transistor AC125 dont la base est reliée directement au collecteur du précédent. Le circuit émetteur de ce second AC125 contient une résistance de stabilisation de 4 700 Ω découplée par un condensateur de 25 µF. Son circuit collecteur est chargé par le primaire d'un transfo BF TRSS19. Notons que ce primaire est découplé par un condensateur de 22 nF qui achève l'élimination de tout résidu HF pouvant encore subsister.

La polarisation de base du premier AC125 est obtenue à partir de la tension émetteur du second AC125. Elle est amenée à la valeur requise et transmise par une résistance de 22 000 Ω. La polarisation base du second AC125 est égale à la tension sur le collecteur du premier. Ainsi, toutes les valeurs des éléments entrant dans la composition de ces deux étages réagissent les unes sur les autres. Elles ont donc été choisies de manière à obtenir un fonctionnement correct.

Le transfo TRSS19 est un transfo Driver miniature pour push-pull série. Il comporte donc deux secondaires identiques mais séparés. Ces deux enroulements sont branchés en parallèle et attaquent la base d'un transistor AC128. Vous pouvez constater que ce transistor n'est soumis à aucune polarisation de base, cette électrode et l'émetteur étant tous deux réunis à la ligne +9 V. Il en résulte que cet étage fonctionne à la fois en détecteur et en amplificateur. En l'absence de signal le courant collecteur est pratiquement nul. Lorsqu'un signal BF est appliqué à la base par le transfo de liaison, le courant collecteur croît en fonction de l'intensité de l'excitation. Ce courant provoque alors l'attraction de la palette du relais dont l'enroulement charge le circuit collecteur. Le collecteur de l'AC128 est découplé au +9 V par un condensateur de 25 µF. Un condensateur de même valeur shunte l'enroulement du relais. Ce relais possède un contact « Travail » et un contact « Repos ». On peut donc, grâce à lui, commander la fermeture ou l'ouverture du circuit d'alimentation d'un servo-mécanisme destiné à la manoeuvre de l'engin ou de l'appareil à actionner. On peut aussi, par le contact travail, fermer le circuit d'alimentation d'un servo-mécanisme et en même temps ouvrir celui d'un autre servo-mécanisme et ainsi obtenir deux commandes simultanées. Ainsi ce dispositif se prête à diverses combinaisons.

Réalisation pratique de l'émetteur

L'émetteur est construit sur un petit circuit imprimé dont les dimensions permettent de loger cet appareil terminé dans un boîtier de 90 × 60 × 30 mm. La figure 3 montre ce circuit imprimé côté bakélite. On distingue sur cette vue les trous destinés à la pose des éléments. Pour faciliter la compréhension du câblage nous y avons également représenté les connexions vues en transparence et par conséquent dessinées en pointillé.

On commence par réaliser les bobinages. La self d'ac-

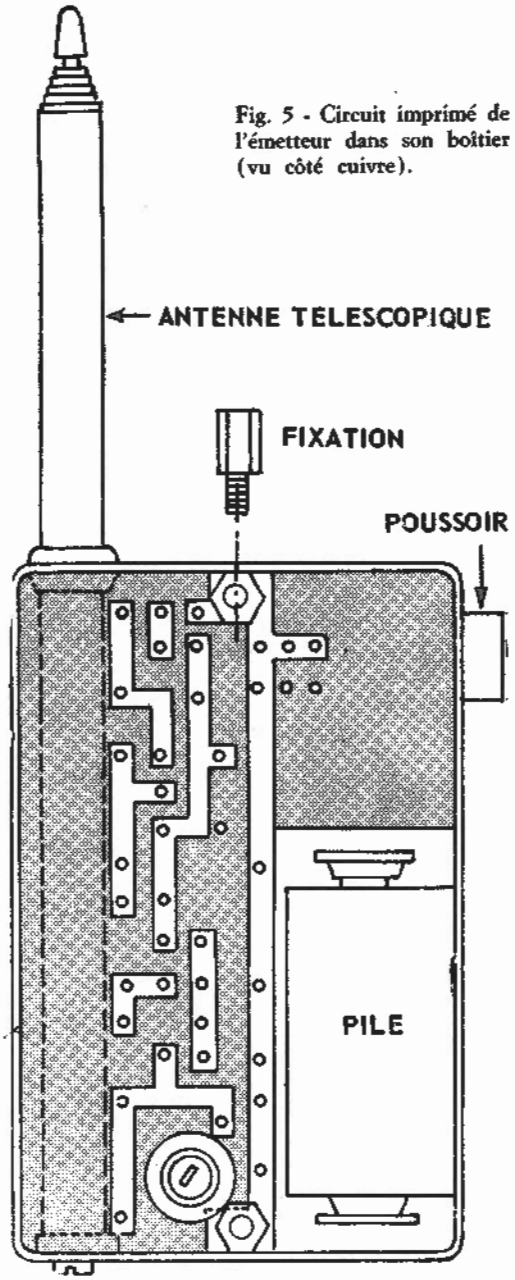


Fig. 5 - Circuit imprimé de l'émetteur dans son boîtier (vu côté cuivre).

cord est exécutée sur un mandrin de 10 mm de diamètre fileté au pas de 1 mm. On utilise du fil de cuivre étamé de 7/10. On bobine 8 tours dans le filetage du mandrin. A 4,5 tours comptés à partir de l'extrémité qui sera réunie à la masse on soudera un fil du condensateur de 47 pF de couplage. Cette opération pourra se faire au cours du câblage. Il sera nécessaire de réaliser alors une soudure très fine il ne faut absolument pas qu'elle court-circuite les spires voisines sous peine de non fonctionnement. Une bonne précaution est de protéger momentanément, pendant l'opération, les spires voisines du point de soudure par des bandes de papier.

La self de choc est constitué par 25 spires jointives de fil de cuivre de 2/10 isolé sous soie. Le support de cette bobine est un petit mandrin sur les fils duquel on soude les extrémités du bobinage après les avoir dénudées. On immobilise les spires par une couche de vernis ou de colle cellulosique.

Lorsqu'on est en possession des bobinages, on met en place sur le circuit imprimé la self d'accord, en soudant ses extrémités aux points indiqués à la figure 4. On pose également le transfo TRSS30 et l'interrupteur à poussoir. On soude ensuite les divers condensateurs et résistances ainsi que la self de choc dans la position que nous indiquons. Par deux fils souples, de longueur voulue, on raccorde les clips de branchement de la pile. On soude également sur le circuit imprimé un fil souple qui servira au raccordement de l'antenne.

On soude enfin les deux transistors. Si vous respectez bien ce qui est indiqué sur la figure 4, vous ne devez commettre aucune erreur de branchement à leur sujet. On conservera aux fils des transistors une longueur de l'ordre de 15 mm.

On fixe le circuit imprimé dans le boîtier comme l'indique la figure 5. On fixe ensuite l'antenne télescopique que l'on raccorde par le fil souple que nous avons prévu. Après l'essai de fonctionnement et le réglage, on fermera le boîtier par une coquille arrière.

Réalisation pratique du récepteur

Le circuit imprimé du récepteur est donné à la **figure 6**, ses dimensions sont 85 × 45 mm. Sur ce dessin nous avons aussi représenté les connexions vues par transparence. La vue de ce circuit côté connexions est donnée par la **figure 7**. Il faut ici encore confectionner les bobinages. La self accord s'exécute aussi sur un mandrin fileté de 10 m/m de diamètre. Elle est simplement constituée par 8 tours de fil de cuivre émaillé de 5/10. La self de choc est bobinée tout comme celle de l'émetteur sur une résistance de 47 kΩ 1/2 W. Elle comporte 45 tours de fil de cuivre de 3/10 sous soie.

On met en place la self d'accord sur le circuit imprimé et on soude ses extrémités aux points indiqués sur le plan. On monte également le transfo TRSS19 et le relais. Ensuite on pose les condensateurs, les ré-

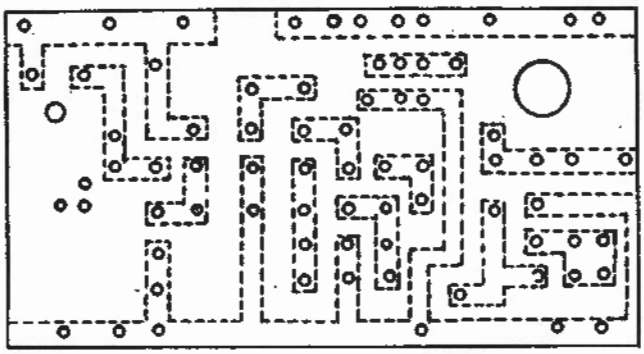


Fig. 6 - Circuit imprimé du récepteur (vu côté bakélite).

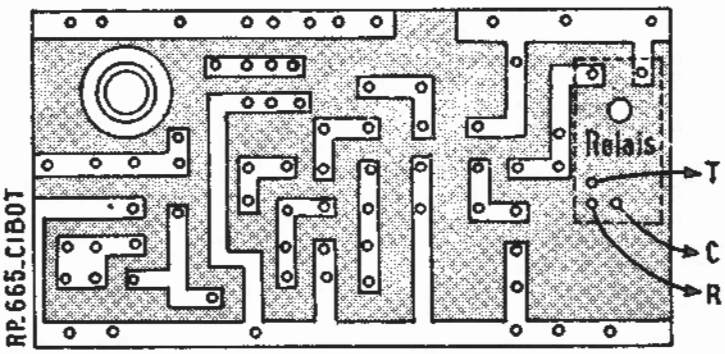


Fig. 7 - Circuit imprimé du récepteur (vu côté cuivre).

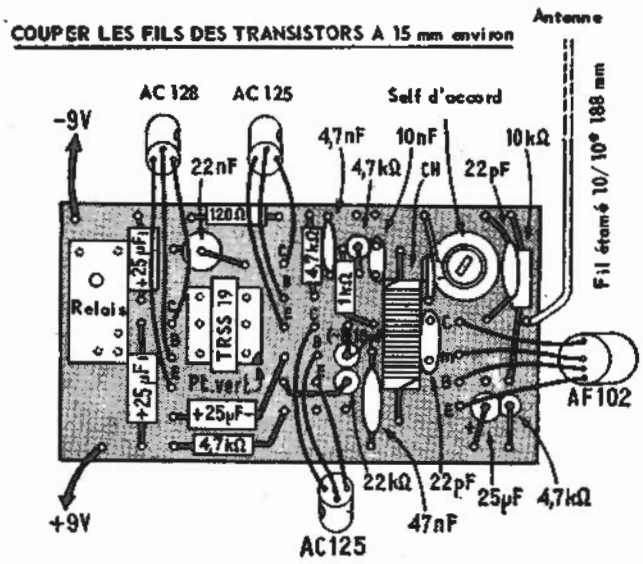


Fig. 8 - Câblage du récepteur.

sistances et la self de choc de manière à reproduire exactement le plan de câblage. On soude les 3 transistors en ménageant à leurs fils une longueur de 15 mm environ. Par des fils souples on raccorde les clips de branchement de la pile d'alimentation. L'antenne est constituée par un fil étamé de 10/10. La longueur doit être de 188 mm. On la soude comme il est indiqué.

Comme on pourra le constater, la construction de cet ensemble ne présente aucune difficulté.

Mise au point

La mise au point est aussi très simple. Si on possède un hétérodyne, on commence par accorder le récepteur. Pour cela, on règle l'hétérodyne sur 27,12 MHz et on couple sa sortie HF avec l'antenne du récepteur. En agissant sur le noyau de la self, on cherche à obtenir le collage du relais. On accorde ensuite l'émetteur sur le récepteur. On appuie sur le bouton-poussoir pour établir l'alimentation et on règle le noyau du bobinage de manière à obtenir le collage du relais du récepteur. Lorsque ce résultat est acquis, l'ensemble est parfaitement au point et prêt à l'utilisation. Si on ne dispose pas d'hétérodyne HF, on règle approximativement l'accord de l'émetteur puis on fait coïncider celui du récepteur comme précédemment. A titre d'exemple, nous donnons à la figure 9 le schéma de l'équipement, pour la télécommande d'une voiture modèle réduit utilisant l'ensemble que nous venons de décrire. Cette télécommande porte sur la mise en route, l'arrêt et le changement de direction du véhicule. Deux moteurs électriques sont utilisés: un pour la traction et l'autre pour la direction. Leur alimentation est assurée par une pile de 9 V qui, d'ailleurs, peut être la même que celle du récepteur. Sur ce schéma, nous avons représenté uniquement les contacts du relais du récepteur. La transmission d'un ordre par l'émetteur amène la palette C en contact avec T ce qui ferme le circuit d'alimentation du moteur de traction. A ce moment, le véhicule avance. Si on supprime l'émission en relâchant le bouton-poussoir de l'émetteur, la palette C du relais vient en contact avec R. Le circuit d'alimentation du moteur de traction est coupé et le véhicule s'arrête. Par contre, la pile est branchée sur le moteur de direction. Ce moteur entraîne à l'aide d'un galet une molette caoutchoutée qui forme un réducteur de vitesse. La molette est dotée d'un ergot qui, par l'intermédiaire d'une fourchette, commande le train de roues avant. Une lame de contact flexible solidaire de la fourchette ferme le circuit d'alimentation des ampoules L_1 ou L_2 indiquant ainsi le sens de virage du véhicule. L_1 et L_2 sont des ampoules 12 V - 0,1 A.

Grâce à ce procédé de commande, la manoeuvre est simple: lorsqu'on appuie sur le bouton-poussoir de l'émetteur, la voiture se met en route. Si l'on supprime l'émission en relâchant le bouton-poussoir le véhicule s'arrête et le moteur de direction entre en action, ce qui a pour effet de faire passer le train de roues avant par toutes les positions correspondant alternativement à gauche plus ou moins accentué. Il suffit alors de choisir la direction désirée et de faire démarrer le véhicule en appuyant sur le poussoir de l'émetteur.

Cette commande peut s'appliquer également à un bateau modèle réduit, le moteur de traction entraîne alors l'hélice et celui de direction de gouvernail.

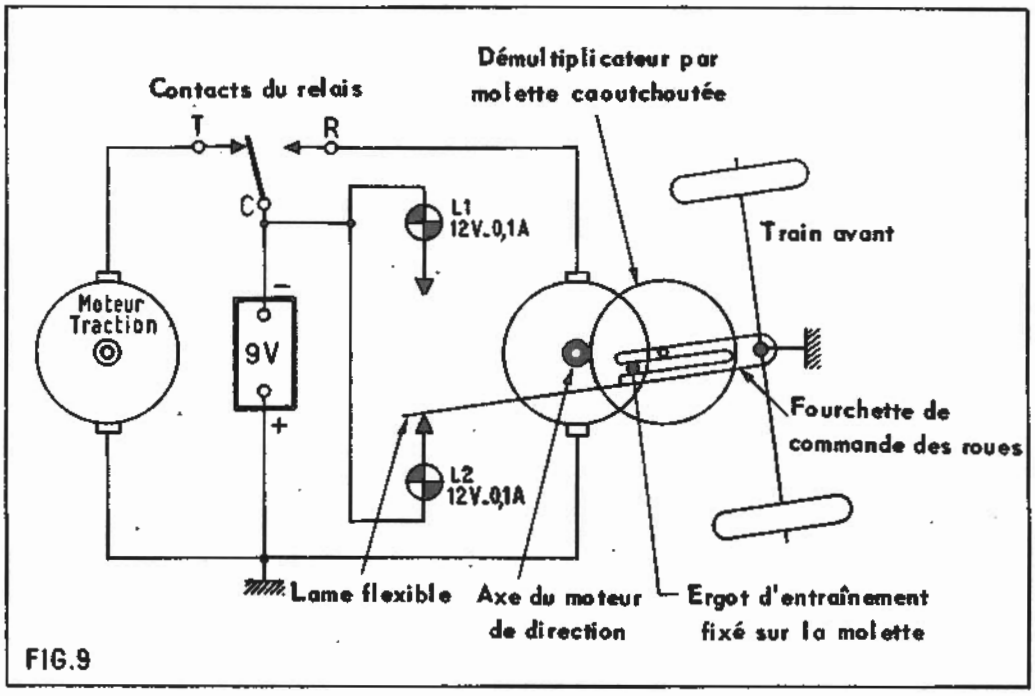


FIG.9

Leçon n° 154

APPLICATIONS de l'ELECTRONIQUE dans l'INDUSTRIE

Nous voici arrivés à la fin du programme que nous avions promis de traiter. Le lecteur a eu la possibilité de connaître, tout au long de son développement, d'abord les phénomènes relatifs à l'électronique, puis les lois qui gouvernent ces phénomènes et, enfin, les circuits adoptés pour la réalisation des appareillages d'émission, de réception et d'amplification des signaux de nature diverse; nous n'avons pas manqué d'examiner les instruments nécessaires pour l'analyse de ces appareillages, dans leur fonctionnement et leur mise au point.

Toutefois, les applications de l'électronique, comme cela est bien connu, ne se limitent pas aux télécommunications: les mêmes principes sont déjà exploités depuis longtemps pour créer de nombreux dispositifs d'une importance et d'une utilité considérables, soit dans les applications industrielles, soit dans celles médicales, c'est-à-dire dans la vaste gamme des appareils électromédicaux. Du point de vue de l'activité économique et commerciale, on peut affirmer que la réalisation des équipements électroniques a atteint un développement tel que ces branches ont pris une importance presque égale à celle de la radiotechnique.

Il est donc intéressant d'examiner ces deux secteurs très vastes desquels, grâce aux recherches continuelles et aux efforts de l'industrie, sont issus les instruments types, les mécanismes, implantations et installations qui améliorent et simplifient remarquablement les systèmes de production et l'exécution des travaux.

A la base de ces applications, se trouve le fait que les nombreux phénomènes inhérents aux courants oscillatoires, qui sont eux-mêmes sinusoïdaux ou non, réguliers ou irréguliers, peuvent être utilisés pour exécuter artificiellement, rapidement et avec une très grande précision des actions complexes, ordonnées par l'opérateur. De plus, grâce à ces applications, il est même possible de faire exécuter des opérations supérieures à celles que l'intelligence humaine peut affronter.

Dans le domaine de l'industrie, tous les appareillages qui admettent l'automation des dispositifs, la simplification des systèmes de production, de calcul ou d'analyse ont tous recours à l'électronique; il en est de même dans le domaine médical pour tous les instruments capables de faciliter le diagnostic et la guérison d'une maladie.

Dans cette leçon, nous nous occuperons exclusivement des équipements à caractère industriel, utiles aussi bien dans les usines que dans les bureaux et les habitations; dans la leçon suivante, nous nous occuperons, au contraire, des instruments que l'électronique a mis à la disposition du médecin.

APPARAILLEGES à CARACTERE INDUSTRIEL

La gamme des appareillages électroniques à caractère industriel est très étendue: nous tâcherons — pour pouvoir en examiner sommairement les plus importants — de les subdiviser en catégories, d'après leur emploi.

Avant tout, pour pénétrer graduellement dans le domaine de l'électronique industrielle, nous considérerons les installations de communication appelées interphones, utilisées dans les différentes parties d'un même édifice, indépendamment du téléphone commun ou des émetteurs radio. Pour communiquer par téléphone avec une ou plusieurs personnes, il est indispensable qu'une ligne soit libre et il faut composer un numéro sur le cadran ou, dans le cas d'un dispositif radio électrique, accorder un émetteur sur une fréquence déterminée. Les interphones éliminent tout cela, rendant la communication immédiate, sans obstacle, et la simplifiant au point de réduire l'opération à une simple action de pression sur un bouton.

Nous nous occuperons ensuite des appareillages employés dans les usines, comme ceux, par exemple, utilisés pour l'étude des métaux, le contrôle des radiations et le contrôle de la production en général.

Nous examinerons aussi les installations dans lesquelles les courants alternatifs à haute fréquence, de caractéristiques données, sont utilisés pour la trempe des aciers et pour le façonnage des matières plastiques (fours électroniques); enfin nous nous occuperons des équipements produisant des impulsions de lumière intense en photographie (« flash »), des calculateurs électroniques et des amplificateurs magnétiques.

Installations d'interphones - Les installations d'interphones sont composées généralement d'un amplificateur de basse fréquence, auquel est relié un appareil, dit **principal**, en connexion avec un certain nombre de points dits **secondaires** ou **dérivés**; on peut ainsi obtenir une communication de vive voix.

La **figure 1** représente schématiquement une installation de ce type. Chaque poste, le poste principal aussi bien que les postes dérivés, constitue d'un transducteur unique, qui est alternativement employé pour une fonction comme pour l'autre. Comme on l'a vu, le haut-parleur magnétodynamique (à bobine mobile) peut servir de microphone et vice versa. En observant le schéma, on remarque que les deux inverseurs

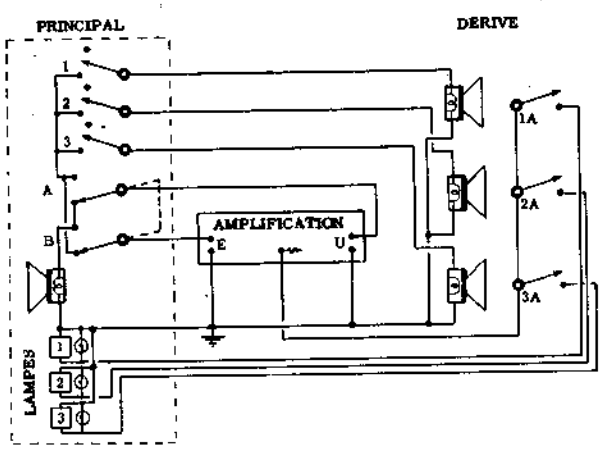


Fig. 1 - Circuit électrique d'une installation d'interphone comportant trois postes dérivés.

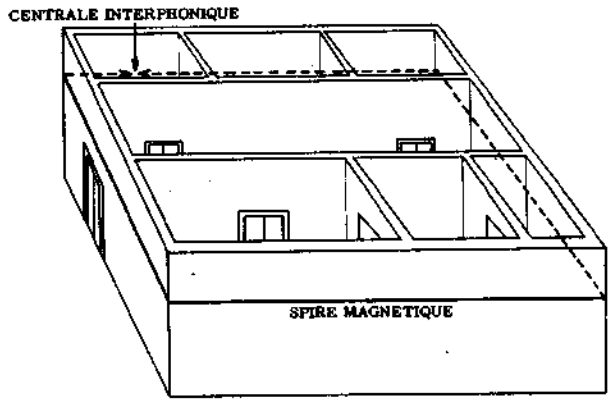


Fig. 2 - Installation de la spire magnétique à l'étage d'un bâtiment.

qui fonctionnent en tandem (A et B) servent à inverser les connexions d'entrée et de sortie de l'amplificateur. En conséquence, pour une position donnée (celle indiquée correspond à la position normale de repos du double inverseur, du type à pression avec retour automatique), le transducteur du poste principal sert de haut-parleur tandis que le transducteur des trois dérivés qui est inséré dans le circuit par celui qui emploie l'appareil principal (par l'intermédiaire de l'un des interrupteurs 1, 2 ou 3), sert de microphone. Par conséquent, abaissant l'un des interrupteurs cités (1, 2, 3) l'opérateur du poste principal a la possibilité d'entendre les sons émis à proximité du poste dérivé choisi; à peine le levier qui actionne le double inverseur (A-B) est-il abaissé que les conditions sont inversées, c'est-à-dire que le transducteur principal sert de microphone et l'autre de haut-parleur.

Il est donc évident que chaque transducteur peut être relié au secondaire du transformateur de sortie, ou au primaire du transformateur d'entrée, tous les deux étant incorporés à l'amplificateur. On peut ainsi appeler directement avec l'appareil principal (le levier A-B étant abaissé et l'interrupteur — 1, 2, 3 — de l'interlocuteur étant fermé) une personne correspondant à l'un des postes dérivés et, libérant aussitôt après l'inverseur (A-B), écouter sa réponse.

Chaque poste dérivé dispose d'un bouton poussoir (1A, 2A, 3A) qui ferme un circuit, alimenté par le même réseau qui alimente l'amplificateur; il aboutit à une sonnerie, ou à un vibrateur, et à une petite lampe de signalisation mise en relation avec chacun des trois boutons-poussoir de l'appareil principal. Quand on agit sur l'un des boutons-poussoir, le poste dérivé effectue indirectement un appel, invitant ainsi, par un signal sonore, le poste principal à effectuer à son tour un appel sur ce canal, déterminé par la petite lampe de signalisation.

Le nombre des postes dérivés est fonction des besoins: de telles installations peuvent être faites pour plusieurs postes dérivés pouvant aller jusqu'à un maximum de 24. Un fait important digne de considération est le suivant: étant donné la basse impédance des lignes de liaison entre les divers appareils, ces lignes peuvent être réunies dans un même câble bipolaire sans utiliser **un blindage (protection)**.

INSTALLATIONS « CHERCHE-PERSONNES »

Une variante des installations d'interphones, qui peut être considérée comme un perfectionnement, ne serait-ce que du point de vue de l'appel, est constituée par les installations **« cherche-personnes »**. Il s'agit d'une application qui met à profit les procédés des champs d'inductions magnétiques alternatifs.

Si l'on dispose d'un amplificateur d'une certaine puissance et si, à sa sortie, au lieu d'un dispositif de reproduction directe (haut-parleur) on connecte un câble de section appropriée qui parcours le périmètre d'un édifice de dimensions données (comme celui représenté par la fig. 2), les courants des signaux de sortie, qui sont de l'ordre de quelques ampères, créent à l'intérieur de la spire ainsi formée un champ d'induction magnétique variable.

Si à l'intérieur de la spire, ou bien de la superficie couverte par le champ magnétique, on met un amplificateur sensible, pourvu à l'entrée (au lieu d'un microphone) d'un bobinage fait de milliers de spires d'un fil très fin, enroulées sur un noyau de matière ferromagnétique, le champ induit dans ce **bobinage** des tensions proportionnelles à son intensité en ce point. De telles tensions, après être amplifiées, peuvent être reproduites par un minuscule transducteur acoustique, connecté à la sortie de l'amplificateur et ainsi être entendues par celui qui porte sur lui le petit récepteur.

Ultérieurement, le montage indiqué a été perfectionné: pour éviter que l'appel soit perçu par tous les appareils récepteurs existant dans la superficie, on peut émettre un signal particulier pour chaque personne, de façon que seul le récepteur de la personne recherchée fasse entendre le signal d'avertissement: autrement dit, on peut utiliser des types de récepteur sélectifs.

Dans les installations modernes, les récepteurs peuvent être en nombre pratiquement illimité et, de plus, — puisqu'il s'agit d'appareils à transistors — ils sont de dimensions très réduites et alimentés par de pe-

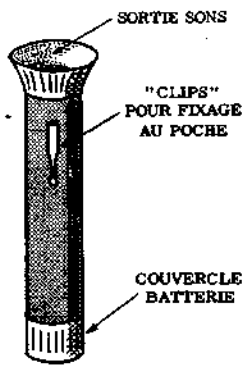


Fig. 3 - Aspect d'un récepteur de poche moderne utilisé pour une installation «cherche personnes». On remarque le diffuseur acoustique en haut.

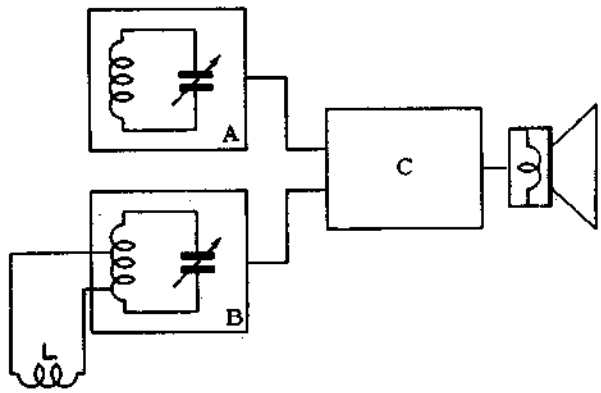


Fig. 4 - Principe de fonctionnement d'un appareil détecteur de métaux, à variation de fréquence. La bobine L constitue la tête exploratrice.

tites batteries incorporées. Ils sont constitués d'une bobine d'entrée sélective, c'est-à-dire réglée sur une fréquence donnée (supersonique) pour la raison que nous avons déjà donnée, d'un circuit à relais actionné par le signal reçu de l'amplificateur par voie inductive et d'un oscillateur, calibré sur une fréquence déterminée, mis en fonctionnement par le relais dont nous avons parlé. Lorsque l'appareil d'appel transmet un signal de fréquence donnée (supersonique), cet appel est reçu seulement par le récepteur qui fonctionne sur cette fréquence.

Le signal reçu et amplifié, suit deux parcours: d'une part, il continue vers la sortie (c'est-à-dire vers l'étage final du récepteur) et, d'autre part, il actionne le circuit oscillateur cité, par l'intermédiaire du relais. De cette façon, les deux signaux (celui qui arrive et celui produit par le récepteur) « battent » entre eux; les deux fréquences sont choisies de telle façon que le battement résultant de la superposition, soit d'environ 1 000 Hz. C'est le son qu'entend la personne qui porte son récepteur.

Les installations plus complexes de ce genre comportent aussi la possibilité, lorsque l'appel a été fait, de communiquer des renseignements que la personne demandée pourra entendre si elle appuie, quelques instants après avoir entendu le signal, sur un bouton prévu à cet effet qui exclue l'oscillateur local et fait intervenir un démodulateur. Dans l'appareil d'appel, le courant microphonique amplifié module — dans ce cas — la fréquence ultrasonique qui excite la spire magnétique.

L'utilité de ces installations dans les grandes firmes, les usines, les hôpitaux et les chantiers, est évidente. En effet, il est souvent nécessaire de trouver rapidement une certaine personne (directeur, employé, technicien, médecin, etc...), ce qui, étant donné l'étendue de l'édifice, peut être problématique si l'on utilise le téléphone, ou fastidieux si l'on utilise une installation de haut-parleurs. Au contraire, si l'on emploie le « **cherche - personnes** », il est possible de munir d'un récepteur de poche toutes les personnes qui durant les heures de travail, sont susceptibles d'être appelées à l'improviste par le central. Chaque récepteur, attribué toujours à la même personne, correspond à une seule fréquence d'appel, et — toujours dans le cas où l'appareil a la possibilité de transmettre de vive voix — après avoir entendu le signal d'appel, l'intéressé devra seulement porter le récepteur à l'oreille en appuyant sur le petit bouton et écouter la communication. Dans le cas d'une installation simple, la réception du signal d'appel lui indiquera qu'il doit se mettre en rapport avec le central par l'intermédiaire du téléphone intérieur le plus proche.

Etant donné la distribution assez uniforme du champ d'induction magnétique dans l'espace circonscrit par la spire (dans le cas, bien entendu, où il n'existe pas dans l'établissement de grosses masses de fer ou d'acier qui provoquent une absorption considérable), l'appel est normalement perçu dans tout l'étage de l'établissement et même un ou deux étages au-dessus et au-dessous. Dans le cas d'établissements à plusieurs étages, il est possible de relier entre elles deux ou plusieurs spires, branchées en parallèle et disposées l'une sur l'autre, de façon que les champs correspondants soient en phase. Dans un établissement à 8 étages, par exemple, les appels peuvent être perçus depuis les fondations jusqu'au toit, si l'on installe une spire au 1er étage, une au 4ème et une autre au 7ème.

Les récepteurs sont alimentés par de petites batteries, souvent rechargeables, nécessitant un contrôle périodique. La **figure 3** représente l'aspect d'un récepteur.

Les DETECTEURS de METAUX

Dans le domaine industriel comme dans les domaines militaire et civil, on a assez souvent besoin de déceler la présence éventuelle de métaux. Cela arrive, par exemple, pendant le processus de préparation du bois ou des matières plastiques, des tissus ou encore du papier, pour s'assurer de l'éventuelle présence dans la matière première des éclats métalliques qui pourraient endommager les machines (scies, rabots, presses, etc...). Dans le domaine militaire, ces contrôles sont utilisés pour la détection de masses métalliques, mines, enfin, dans le domaine civil, un contrôle identique permet de trouver les objets métalliques per-

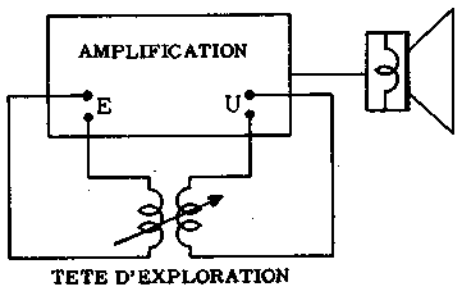


Fig. 5 - Détecteur de métaux à amorçage d'oscillations, par variation d'inductance des deux bobines couplées.

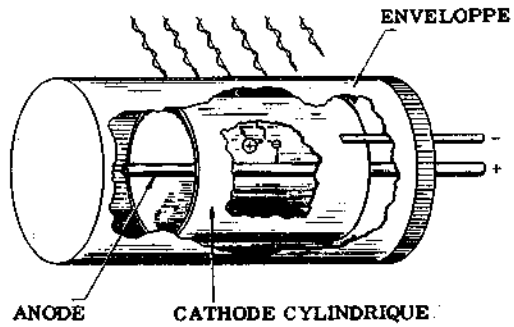


Fig. 6 - Représentation de la structure intérieure d'un tube « Geiger-Muller », il s'agit d'une chambre d'ionisation dans laquelle se trouve seulement deux électrodes.

dus dans le sable, dans un pré et dans d'autres applications encore, de déceler la présence de fragments métalliques dans les aliments préparés industriellement, etc...

Les méthodes avec lesquelles il est possible de détecter la présence de métaux grâce à un dispositif électronique, sont nombreuses et variées: la **figure 4** montre le système basé sur la « variation de fréquence ».

A et B sont deux oscillateurs à haute fréquence, fonctionnant sur la même fréquence. Les deux signaux émis sont mélangés entre eux. Si les deux fréquences sont parfaitement égales, on ne peut certainement obtenir aucun son dû au battement puisque la résultante est nulle. Par contre, après avoir effectué la mise à zéro du signal de sortie, si la bobine L (en parallèle avec une partie du circuit accordé de l'oscillateur B) s'approche d'une masse métallique, son inductance varie: cela fait varier la fréquence de syntonisation du circuit oscillant et l'on a une différence entre les deux fréquences produites. Dans ce cas, le transducteur donnera une note caractéristique ce qui confirmera qu'à proximité de la bobine, se trouve une masse métallique. La **bobine exploratrice** sera installée dans une enveloppe non métallique, appliquée à l'extrémité d'une tige ou point où le contrôle doit être fait.

Une autre méthode est celle dite à « **amorçage d'oscillations** »; le principe est illustré par la **figure 5**. Il s'agit d'un amplificateur normal de basse fréquence, dans lequel l'entrée et la sortie sont couplées à l'aide de deux bobines ne comportant **aucun** noyau magnétique; ces bobines constituent la tête exploratrice. Leur inductance est assez basse pour éviter que ne se manifeste une réaction (positive) qui donne lieu à des oscillations audibles. Toutefois, à peine le champ magnétique intérieur aux bobines est-il concentré ou de toute façon déformé à cause de la présence de masses métalliques (magnétiques ou non), que leur inductance augmente jusqu'à déterminer la présence des oscillations qui sont reproduites par le haut-parleur.

Les DETECTEURS de RADIATIONS

Depuis de nombreuses années, à la suite des progrès réalisés dans le domaine des recherches nucléaires, on entend parler de radiations « Béta » et « Gamma », de minerais d'uranium, et de compteur « Geiger ». Dans cette branche, l'électronique a également apporté une remarquable contribution: elle a permis, en effet, la construction d'appareillages spéciaux, permettant de déceler la présence des radiations et d'en mesurer le niveau.

Ces radiations, très utilisées dans les applications de physique nucléaire et dans quelques applications en médecine peuvent par contre être très dangereuses pour l'être humain qui les reçoit sans le savoir. D'où la nécessité d'en détecter la présence (puisque aucun de nos sens n'a une telle aptitude) et d'en mesurer l'intensité. Outre cela, la recherche des gisements d'uranium est considérablement facilitée, car l'on peut déceler la présence des radiations dans une certaine zone.

Le principe du compteur « Geiger » est assez simple: l'élément sensible est le tube « Geiger-Muller » qui, comme le montre la **figure 6**, se compose d'une enveloppe de verre contenant un gaz rare sous basse pression (argon ou hélium) mélangé à une vapeur organique (alcool ou méthane) et deux électrodes, une cathode tubulaire cylindrique et une anode constituée par un conducteur rigide, coaxiale par rapport à la cathode. L'anode est un fil de tungstène, nickel ou platine tendu dans son axe. Il a été préalablement chauffé au rouge pour le débarrasser des impuretés grasses contenues à la superficie. La cathode est en cuivre ou en duralumin de 0,1 mm d'épaisseur. Si entre ces électrodes on applique une certaine différence de potentiel, il n'y a aucun passage de courant entre elles, dans le tube, à moins que le gaz contenu ne soit ionisé.

Du moment que les radiations ont le pouvoir de ioniser le gaz contenu dans le tube, on a une décharge à l'intérieur de celui-ci sitôt qu'il est soumis à ces radiations, et cette décharge est d'autant plus rapide que les radiations sont plus intenses. A peine la décharge a-t-elle eu lieu que la différence de potentiel entre les électrodes se rétablit et il se produit une nouvelle décharge. On a ainsi des impulsions qui peuvent être amplifiées et transformées en signaux acoustiques ou électriques. La **figure 7** représente le circuit-type d'un compteur « Geiger » portatif, dans lequel le tube est

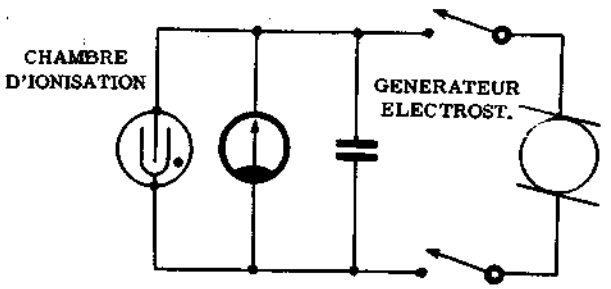


Fig. 7 - Circuit d'emploi d'une chambre d'ionisation pour la détection des radiations. Le générateur fournit la tension de polarisation des électrodes, entre lesquelles se produit la décharge.

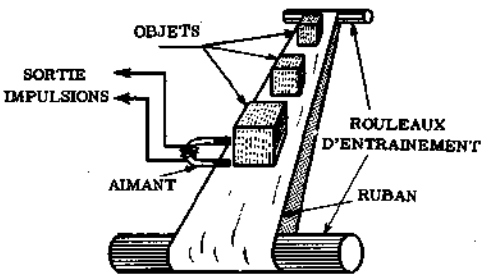


Fig. 8 - Principe du système de comptage électromagnétique des objets transportés par un ruban. La sortie de l'électro-aimant donne les impulsions qui sont comptées par un relais.

une simple chambre d'ionisation alimentée par une source de tension de 22,5 volts seulement. Il existe cependant d'autres types dans lesquels la tension qui polarise les deux électrodes est considérablement plus élevée (900 volts environ)et, en outre, les impulsions produites par le tube sont rectifiées et intégrées pour former une véritable tension continue dont l'amplitude indique le niveau des radiations en « roentgen » à l'heure (r/h).

Les appareils de ce genre sont employés dans les mines où l'on trouve des gisements d'uranium, dans les laboratoires de physique nucléaire et de chimie, ainsi que dans les hôpitaux dans lesquels on utilise les appareils de rayons X, substances radioactives, etc...

Quelques maisons se sont spécialisées dans la construction de ces détecteurs et ont mis dans le commerce des types variés: portatifs, dans des coffrets portés en bandoulière, de poche (d'une taille quelquefois réduite à celle d'un stylographe) et de plus grandes dimensions, extrêmement sensibles. En général, la sensibilité maximum que l'on puisse obtenir avec un instrument de ce type permet de mesurer un niveau de radiations égal à 0,01 milliroentgen/Heure.

AUTRES APPAREILS de CONTROLE

Utilisant les propriétés du magnétisme et des cellules photo-électriques, il est possible de réaliser divers types d'appareils de contrôle très utiles.

Supposons par exemple, que dans une usine on désire savoir combien d'objets passent par jour sur une chaîne de transport sans être obligé de contraindre une personne à les compter un par un, au risque d'être distraite et de commettre une erreur. Si les objets que l'on doit compter sont composés d'une matière ferromagnétique, on peut faire en sorte qu'en un point donné de leur passage, ils coupent pendant un instant un circuit magnétique qui agit sur un induit. Dans ce cas, ils produisent une impulsion (voir fig. 8) qui, amplifiée convenablement, peut à son tour exciter un relais. Le mouvement de la petite lame mobile de ce dernier peut faire déclencher un compteur commun à « rouleaux », dans lequel le tour complet du rouleau des unités déplace d'un numéro celui des dizaines et ainsi de suite. Ces compteurs, en tous points semblables à ceux installés dans les compteurs d'énergie électrique, du gaz, etc... sont munis d'un dispositif de retour à zéro instantané, qui permet de recommencer la numération à partir de zéro chaque jour. On peut ainsi, sans erreur possible, contrôler la production tout en faisant l'économie d'une personne affectée à ce travail. Mais s'il faut compter des objets en matière non magnétique (plastique, aluminium, etc...) le même contrôle peut être fait grâce à un dispositif photo-électrique.

Comme on peut le remarquer en observant la **figure 9**, le ruban qui transporte les objets oblige ceux-ci, lors de leur passage, à intercepter un instant un rayon lumineux qui frappe une cellule photo-électrique. Chaque interruption du rayon due au passage d'un objet opaque, détermine une interruption de l'activité de la cellule photo-électrique. Cette interruption, elle aussi, peut être transformée électroniquement en une impulsion et « compte » comme on l'a dit pour le système magnétique.

Parmi les autres application importantes des contrôles photo-électriques nous pouvons citer par exemple, les dispositifs automatiques de contrôle des brûleurs à mazout, et la fermeture automatique des portes d'ascenceurs. Naturellement, dans ce dernier cas, il existe aussi un dispositif de sécurité qui empêche la fermeture si le rayon de lumière (issu de l'un des battants et dirigé vers l'autre) est intercepté par une personne qui se trouve sur le seuil à l'instant où la porte se ferme.

Grâce aux dispositifs à cellule photo-électrique, il est également possible de provoquer l'ouverture automatique, par exemple, de la porte d'entrée d'un garage. Dans ce cas, la cellule photo-électrique qui actionne le dispositif électronique (et, ensuite, le mécanisme d'ouverture à moteur) est installée dans le mur immédiatement à côté de la porte elle-même. Quand la voiture s'arrête devant elle, à une distance donnée, il suffit d'actionner les phares qui, en frappant la cellule, mettent en action le dispositif. Un résultat analogue peut être obtenu en utilisant les ultrasons au lieu de la lumière.

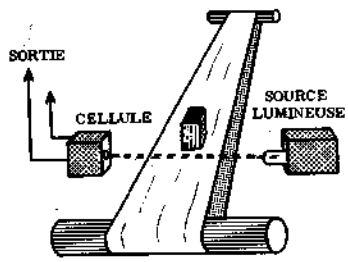


Fig. 9 - Dispositif analogue au précédent, dans lequel les objets peuvent être non magnétiques; les impulsions sont fournies par une cellule photoélectrique, excitée par une petite lampe.

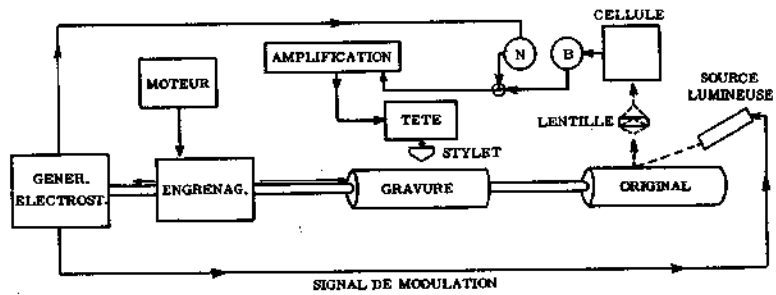


Fig. 10 - Représentation schématique d'une machine électronique pour la gravure de « clichés » sur plastique, au moyen de la reproduction d'une photographie explorée par la cellule photoélectrique.

PRODUCTION de CLICHES au MOYEN d'un DISPOSITIF à CELLULE PHOTO-ELECTRIQUE

La **figure 10** représente le principe d'une machine électronique au moyen de laquelle il est possible d'obtenir rapidement le cliché d'une photographie, tout en évitant le procédé de report sur zinc, trop long. Comme on le remarque, l'original (photographie) et la feuille de matière plastique sur laquelle est gravé le cliché sont placés sur un arbre cylindrique tournant à une vitesse rigoureusement constante. Solidaire de cet arbre, à une extrémité, se trouve une **« roue phonique »**, ressemblant à un gros engrenage. Les dents de cette roue (absolument égales entre elles), pendant la rotation à vitesse constante, modifient, à leur passage, la **capacité existant** entre elles et une bande (autre armature) placée à peu de distance. Puisqu'entre les armatures existe une différence de potentiel continue, les variations de capacité dues au profil des dents en rotation, donnent naissance à des impulsions de tension qui sont ensuite amplifiées. Ces impulsions provoquent l'allumage instantané d'une lampe spéciale qui émet une lumière intense, et provoquent également la vibration (longitudinalement) d'une pointe d'acier. Les impulsions de lumière ainsi obtenues sont projetées (par un système de lentilles) en un point de la photographie à reproduire; celle-ci renvoie, par réflexion, la lumière à une cellule photo-électrique devant laquelle se trouve un autre système de lentilles (condensateur). La lumière réfléchie varie d'intensité selon les variations de tonalité du point illuminé sur la photographie. Autrement dit, si le point illuminé est parfaitement blanc, presque toute la lumière est réfléchie; si au contraire il est noir la quantité de lumière réfléchie est minimum; et ainsi de suite pour toutes les gradations intermédiaires. De cette façon, les impulsions de lumière — d'intensité constante et provenant de la source lumineuse—, se traduisent en impulsions de courant d'intensité variable émises par la cellule photo-électrique. Ces impulsions sont employées pour moduler la profondeur de la gravure faite sur la feuille de matière plastique par la pointe d'acier (en forme de tronc de pyramide), laquelle est rendue incandescente par une résistance de nickel-chrome enroulée autour d'elle.

Outre la rotation du cylindre, il existe un déplacement simultané du complexe « Source de lumière - Cellule photo-électrique » et de la « Petite pointe de gravure », longitudinalement par rapport au cylindre. De cette façon, la photographie ainsi que la feuille de matière plastique, sont explorées en un certain temps (fonction des dimensions) en tous les points. La **figure 11** représente un fragment de cliché obtenu avec cette machine; il est très agrandi pour mettre en évidence les points gravés avec une profondeur différente (ce que se traduit, selon la forme de la pointe, en surface diverse) et qui reconstituent l'image.

FOURS à HAUTE FREQUENCE

La haute fréquence peut être employée dans l'industrie comme source indirecte de chaleur. Nous savons que, lorsqu'un corps conducteur se trouve en présence d'ondes électromagnétiques, ou de champs électromagnétiques alternatifs, il devient le siège de courants électroniques qui ne sont rien d'autre qu'un mouvement d'électrons. Ce principe est largement exploité dans la construction des fours à haute fréquence dont il est question et qui se sont révélés très utiles dans le cas de techniques spéciales de travail des métaux.

L'énergie à radiofréquence, produite par un générateur de puissance élevée (en général des dizaines de kilowatts), peut être envoyée à une bobine constituée d'un conducteur tubulaire de section convenable, laquelle crée à l'intérieur d'elle même un champ d'induction magnétique à la fréquence de l'énergie qui lui est fournie.

Si un objet métallique est plongé dans ce champ, tous les électrons libres des atomes qui constituent les molécules du matériau sont mis en agitation et oscillent — pour ainsi dire — autour de l'atome lui-même, avec la même fréquence que le courant d'excitation. Ces oscillations se traduisent en un frottement d'une telle violence que la température de l'objet augmente jusqu'à le rendre incandescent.

Ce procédé peut être exploité — répétons-le — soit pour la fusion des pièces de métal contenues dans un creuset plongé à cette intention dans les spires de

Fig. 11 - Fragment de cliché (obtenu avec la machine de la figure 10), agrandi pour mettre en évidence la planche gravée. A côté est représentée la petite pointe de gravure en acier.

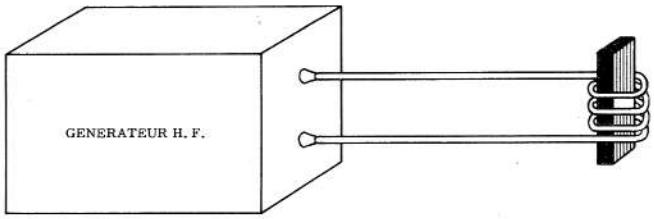


Fig. 12 - Principe de l'échauffement électronique à H.F. Le générateur fournit l'énergie qui est envoyée à une bobine. Celle-ci crée un champ d'induction magnétique qui met en agitation les électrons du corps conducteur à échauffer. Il est possible d'atteindre même la température de fusion.

l'induit, soit pour la soudure des pièces métalliques entre elles, soit encore pour porter des objets d'acier à la température nécessaire pour en effectuer ensuite la trempe en procédant à diverses immersions dans des huiles spéciales ou dans des sels à base de cyanure de potassium. La **figure 12** représente le principe du chauffage à haute fréquence, par la méthode dont nous venons de parler, c'est-à-dire à induction.

Un procédé analogue a été réalisé pour le travail des matières plastiques. Comme on le sait, celles-ci peuvent être classées parmi les substances isolantes: par conséquent, elles ne peuvent pas devenir le siège de courants électriques induits. Toutefois, si elles sont utilisées comme diélectrique dans un condensateur dont les armatures sont connectées à la sortie d'un puissant générateur de haute fréquence, les pertes inévitables que l'on a dans un diélectrique existent également dans la matière plastique interposée. Dans ce cas les pertes, dont la valeur dépend étroitement de la fréquence du signal, provoquent une augmentation de la température proportionnelle à l'épaisseur du diélectrique et à l'amplitude des oscillations.

Puisque l'augmentation de température ainsi provoquée est presque instantanée et qu'en outre elle peut être concentrée sur de petites surfaces déterminées par les dimensions des deux électrodes qui constituent le condensateur proprement dit, cette méthode est actuellement employée sur une grande échelle pour la soudure des matières plastiques, dans le travail des étuis, des sacs, des valises, des écrins, des boîtes, etc... Dans ce cas, les deux électrodes sont reliées à deux disques de métal et chacune d'entre elles est connectée directement à l'une des sorties du générateur (voir **figure 13**). La matière plastique, généralement constituée par des feuilles polyéthylène, de polystyrène, de résines vinyliques ou autres substances, passe sous forme de deux couches qui se présentent face à face, entre les deux disques qui sont poussés l'un vers l'autres par une force mécanique. Le champ électrique qui existe entre eux provoque, au moment du passage, les pertes diélectriques en question dans les deux feuilles face à face, lesquelles — en conséquence — s'échauffent au point de fondre et de s'amalgamer. Les deux feuilles passent donc entre les deux disques, séparées et divisibles et en ressortent soudées. De cette façon, il est pratiquement impossible qu'elles se divisent, comme cela pourrait se produire si l'union était effectuée à l'aide d'une simple colle, car les deux parties, finalement, n'en constituent plus qu'une seule après leur passage à travers le condensateur.

FLASH ELECTRONIQUES

Un dispositif utile dans le domaine de la photographie, réalisé sur les bases des principes électroniques (et qui a depuis de nombreuses années complètement supplanté la fameuse « lampe éclair » au magnésium), est le flash électronique. Grâce à lui, il est possible d'effectuer des photographies même en l'absence complète de lumière solaire ou artificielle. Avec ce dispositif, grâce à la possibilité de produire pour de brefs instants comme nous le verrons, des tensions très élevées, et grâce à l'emploi de lampes spéciales, il est possible d'obtenir des impulsions de lumière d'une durée maximum d'une fraction de seconde, mais d'une intensité locale comparable à celle de la lumière solaire. La source doit être très proche du sujet à photographier: la distance utile à laquelle cette lumière peut illuminer avec un résultat satisfaisant pour les effets photograpiques est généralement limitée à quelques mètres. Pour cette raison, ces dispositifs sont généralement employés seulement pour les prises photographiques de « premier plan » de personnes, de choses ou d'animaux, même s'ils sont en mouvement. Le principe du fonctionnement est représenté par la **figure 14**.

On distingue un oscillateur qui produit une tension alternative. Un circuit élévateur de tension, qui peut également être un transformateur commun, ayant au secondaire plusieurs milliers de spires d'un fil très fin, lui fait suite. Il sert à élever la tension oscillante produite, jusqu'à une valeur de plusieurs centaines de volts, avec un courant très faible (de l'ordre de quelques micro-ampères). Ce courant est redressé et ainsi utilisé pour charger un condensateur de capacité élevée (1 000 à 1 500 μF), du type électronique. De cette façon, après

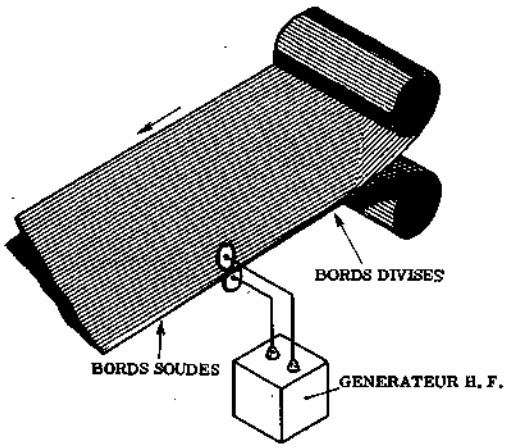


Fig. 13 - Principe de la soudure à H.F. des matières plastiques par le système dit à « pertes diélectriques ». Il permet la fusion des deux bords.

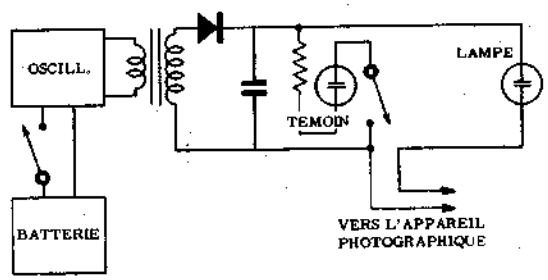


Fig. 14 - Principe du flash électronique. L'oscillateur fournit un courant alternatif qui est élevé (à la valeur nécessaire pour obtenir l'éclair), redressé et utilisé pour charger un condensateur de très forte capacité.

quelques secondes de fonctionnement, il existe aux bornes du condensateur une tension continue considérable. L'élément actif est une lampe contenant un gaz spécial qui, lorsqu'il est soumis à une tension continue élevée, s'ionise et provoque une décharge instantanée.

L'emploi du flash électronique se fait de la façon suivante: en général, l'énergie d'alimentation est fournie par des batteries contenues dans l'appareil lui-même, à la sortie duquel est branché un câble qui alimente la boîte contenant la lampe et les dispositifs de contrôle. Dès que l'on ferme l'interrupteur général, le générateur entre en fonctionnement et la tension produite, élevée et redressée, charge le condensateur: après quelques instants, il est complètement chargé; on peut le constater en appuyant sur un bouton de contrôle actionnant une petite lampe au néon qui donne une impulsion lumineuse très légère si la charge est complète

On utilise généralement, comme générateur, un convertisseur continu-continu à transistors.

L'ensemble est donc constitué d'un étui pourvu d'une courroie à bandoulière, contenant le générateur-élévateur, la batterie d'alimentation, et l'interrupteur général: de celui-ci sort un câble long d'un mètre environ qui est relié au réflecteur. Dans ce dernier est située la lampe à gaz et la petite lampe au néon qui permet de constater a priori si l'appareil est prêt pour la production de l'éclair de lumière. Un deuxième câble, bipolaire, à l'extrémité duquel est appliqué un raccord standard, sert de liaison entre le dispositif de synchronisme de l'appareil photographique et le réflecteur. L'appareil, pendant l'exposition (ouverture de l'objectif), détermine la fermeture de deux contacts qui à leur tour, ferment le circuit du câble. A cause de cela, la haute tension fournie par le générateur est appliquée à la lampe proprement dite, laquelle émet l'éclair de lumière au moment précis où l'objectif est ouvert. Il est nécessaire d'attendre quelques secondes avant de pouvoir effectuer une seconde illumination afin de donner au condensateur le temps de se recharger.

Actuellement, avec les transistors, il a été possible de réaliser des types de flash électroniques, réduits au point de pouvoir les fixer directement sur l'appareil photographique, et qui contiennent tout le système. Dans certains types, le dispositif générateur de haute tension, au lieu d'être à transistor fonctionne avec un vibreur qui transforme la tension de la batterie en tension pulsée d'une fréquence relativement élevée, permettant ainsi la transformation en une valeur beaucoup plus élevée.

Les CALCULATEURS ELECTRONIQUES

Une branche de l'électronique qui a pris ces derniers temps une importance vraiment considérable, au point de provoquer l'urgente nécessité d'un personnel qualifié et spécialisé, est celle des calculateurs électroniques, appelés aussi, improprement d'ailleurs, « cerveaux électroniques ». En exploitant rationnellement les principes de base de l'électronique, on a réussi à créer des dispositifs spéciaux, permettant d'effectuer les calculs les plus complexes en une fraction de seconde. Un calcul qu'un mathématicien ne pouvait faire en moins d'une journée de travail ininterrompu a été exécuté avec une exactitude absolue par un calculateur électronique en une fraction de minute.

Dans ce domaine, parmi les principales bases de fonctionnement, nous trouvons la conversion de l'arithmétique connue de tous — fondée sur l'emploi des nombres compris entre 0 et 9 — (système décimal) en arithmétique binaire, dans laquelle les seuls signes employés sont 0 et 1. En fait, grâce à un code spécial, n'importe quel nombre peut être exprimé par la présence, ou l'absence, alternativement, d'un courant électrique dans un circuit. c'est-à-dire par des impulsions électriques. On comprend facilement que les circuits soient nombreux et que chacun d'eux comprenne encore des dispotifs spéciaux, appelés « mémoires », qui reçoivent l'information dictée par l'opérateur par l'intermédiaire de signaux électriques et la retiennent sous forme d'impulsions de magnétisation.

La fonction du calculateur électronique tout entier consiste à recevoir de l'opérateur les données du calcul, à les enregistrer dans les mémoires qui peuvent être par exemple des bandes magnétiques, à les combiner et les réélaborer, pour en tirer les conclusions voulues.

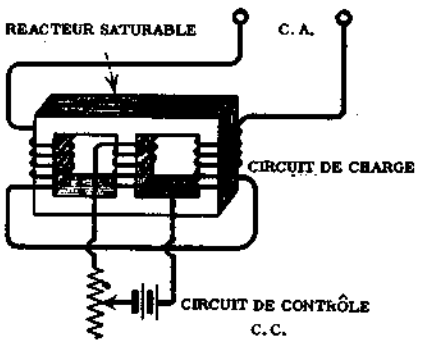


Fig. 15 - Représentation d'un amplificateur magnétique simple à réacteur saturable. Il y a un circuit de contrôle et un circuit de charge.

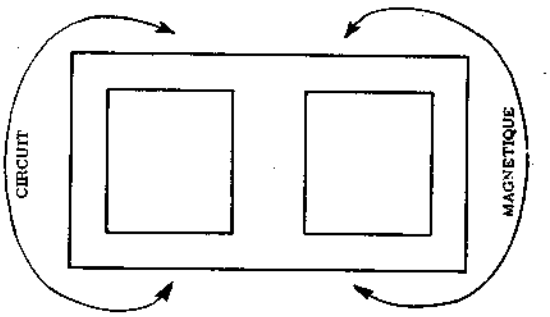


Fig. 16 - Le flux magnétique produit par le circuit de contrôle sur le noyau central se ferme, de la façon bien connue, à travers les deux circuit externes de la petite tôle fine ferromagnétique.

Alors que dans un calculateur mécanique les opérations sont effectuées à une vitesse réduite à cause de l'inertie des nombreux engrenages et des leviers qui actionnent les mécanismes, dans un calculateur électronique la rapidité avec laquelle l'opération est faite n'est limitée que par la vitesse de cheminement du courant électrique dans un conducteur qui, comme nous le savons, est tellement grande qu'elle permet le passage de fréquences très élevées.

Ces calculateurs sont actuellement employés dans les grands complexes administratifs pour aider le personnel ainsi que pour faire les statistiques, etc...; dans les laboratoires de chimie et recherche nucléaire pour la solution de problèmes de caractère scientifique et dans les bureaux municipaux pour l'enregistrement des listes d'état civil et les stastiques.

Les AMPLIFICATEURS MAGNETIQUES

Les courants électriques peuvent être amplifiés non seulement par les valves et les transistors, mais encore par les amplificateurs magnétiques. Ces dispositifs, exploitant en partie les principes du transformateur, permettent des applications beaucoup plus nombreuses que celles du transformateur proprement dit.

Le fonctionnement de l'amplificateur magnétique se base sur la saturation d'un réacteur. On a pratiquement un **circuit de charge** (bobiné sur un noyau), dans lequel circule le signal, et un second circuit, relié — par le moyen d'un régulateur — à une source de tension continue. En faisant passer un courant continu dans ce dernier (**figure 15**), on a une certaine saturation du noyau dont l'induction atteint une valeur maximale, étant donné les dimensions du noyau lui-même, au delà de laquelle il n'est plus possible de concentrer en lui un nombre plus grand de lignes d'induction magnétique. En conséquence, en faisant varier l'induction produite par ce bobinage (dit de contrôle), il est possible de faire varier la perméabilité du noyau tout entier. L'inductance des **bobinages** dans lesquels circule le signal alternatif dépend de la perméabilité du noyau; de plus, leur réactance inductive et, par conséquent, l'impédance, dépendent de l'inductance. Il en résulte qu'en faisant varier l'intensité du courant qui circule dans le bobinage de contrôle, il est possible de faire varier l'impédance du circuit de charge.

Le bobinage de contrôle et celui de charge sont disposés de façon qu'il n'existe pas entre eux d'induction mutuelle; à cet effet le premier est bobiné sur la colonne centrale et le second sur les deux colonnes extérieures et les deux sont enroulés de façon que la polarité du champ d'induction magnétique soit en opposition de phase avec celle du champ produit par le bobinage de contrôle. Cela n'empêche pas, toutefois, le fait que le circuit magnétique de ce dernier, qui se ferme comme indiqué par les flèches sur la **fig. 16**, influe **comme il est nécessaire**, sur la perméabilité du noyau tout entier.

Puisque les variations de courant dans le bobinage de contrôle provoquent des variations d'impédance dans le bobinage de charge, il est évident que si l'on superpose un courant alternatif à un courant continu qui passe dans le bobinage central, on peut obtenir à la sortie du bobinage de charge des variations de tension dont l'amplitude est en étroite relation avec la perméabilité du noyau, c'est-à-dire avec l'impédance du bobinage.

L'emploi de ces amplificateurs est limité actuellement au domaine industriel et n'est pas étendu à celui de l'électroacoustique, étant donné la limitation de la fréquence utile due à l'inévitable inertie du matériel provoquée par le phénomène d'hystérésis. Toutefois, leur utilité est considérable pour la régulation de tension (voir à ce sujet page 396 ce qui concerne les stabilisateurs **à fer saturé**, les systèmes de contrôle du courant de charge des accumulateurs, etc... En outre, dans d'autres domaines encore, en les jumelant à des mécanismes à relais particuliers, il est possible de régler l'afflux du carburant dans les turboréacteurs, de contrôler la vitesse de rotation des moteurs, etc...

Ce bref exposé sur les applications industrielles de l'électronique est loin d'être complet; nous espérons cependant être arrivés à donner une idée de l'ampleur de ce domaine et des innombrables possibilités que l'électronique offre pour la solution des problèmes, dans toutes les activités techniques et scientifiques.

Leçon n° 155

APPLICATIONS DE L'ELECTRONIQUE EN MEDECINE

Même dans le domaine de la médecine, l'électronique a apporté une remarquable contribution; elle a permis la réalisation d'appareils qui facilitent l'étude des causes de maladies (diagnostic) et qui combattent ces causes par des effets chimico-physiques sur les tissus du corps humain (thérapie).

Les appareils électromédicaux ne sont pas d'une invention récente. Depuis la « grenouille de Galvani », on a compris combien le courant électrique pouvait influer sur le fonctionnement des nerfs moteurs d'un être vivant et à partir de ce moment-là, les premières applications du courant électrique au traitement des paralysies et autres troubles analogues furent tentées.

Plus tard, la découverte des effets de la haute fréquence sur les tissus animaux (échauffement des tissus internes) ouvrit la voie aux études sur la **diathermie** (application de courant alternatif) et enfin par suite de la découverte de l'émission thermoïonique, naquirent les rayons X qui permirent la radioscopie et la radiographie.

Au cours des années, médecins et techniciens ont collaboré assidûment pour perfectionner et améliorer les appareils existants et actuellement on peut affirmer que le progrès, au cours de ces phases successives, a porté l'électronique à une situation de premier plan en ce qui concerne la science médicale. Ce qui n'empêche pas, toutefois, que dans les années futures on puisse faire encore d'autres découvertes et que puissent naître d'autres théories qui conduiront à la réalisation d'autres appareils. Ce que nous voulons dire, c'est que ce domaine est tellement vaste qu'il ne sera jamais possible de mettre le mot « fin » à la série des innovations probables.

Nous commencerons l'examen des divers appareils électromédicaux par ceux qui se rapportent le plus aux applications **dont il a été question jusqu'à maintenant.**

L'AUDIOMETRE et les PROTHESES AUDITIVES

L'un des défauts les plus courants de l'être humain est l'affaiblissement de l'ouïe qui peut être dû à diverses causes (traumatiques, nerveuses, biologiques, etc...): c'est pour cette raison que la science a dû créer des appareils qui évaluent le degré de l'affaiblissement et y remédient en fournissant à l'oreille moins sensible des sons amplifiés.

L'audiomètre, c'est-à-dire l'appareil qui mesure le degré d'affaiblissement n'est rien d'autre qu'un générateur de signaux à basse fréquence, avec sortie étalonnée en fonction de la sensibilité de l'oreille humaine. Nous savons, en effet, que notre oreille est sensible à toutes les fréquences comprises entre 16 et 16 000 Hz et que le seuil d'audibilité, c'est-à-dire l'intensité minimum d'un son de fréquence comprise dans la gamme mentionnée ci-dessus, perceptible par un oreille normale, est égal à 0 dB.

Pour mesurer la sensibilité d'une oreille, il est nécessaire de relever point par point la courbe de sensibilité aux différentes fréquences, au moyen d'un appareil qui puisse engendrer ces fréquences et dont le signal de sortie, reproduit par un casque, est réglable au moyen d'un atténuateur étalonné.

La **figure 1** représente le principe de l'audiomètre. Comme on le remarque, il comporte un générateur capable de fournir diverses fréquences, à partir de la plus basse jusqu'à la plus aiguë, commutables par un commutateur qui présente un maximum de 15 positions (10 ou 12 fréquences diverses sont généralement suffisantes pour relever la courbe). Puisque le générateur et le transducteur (casque) ne peuvent pas être absolument linéaires on a, à la sortie du générateur, un atténuateur fixe qui est réglé pendant l'étalonnage, afin qu'à la sortie maximum le casque reproduise toutes les fréquences à un niveau égal à 100 dB (correspondant à ce que l'on appelle le «« seuil de douleur »). Entre cet atténuateur fixe et le casque, il y a en outre un atténuateur variable étalonné en décibels, de 5 en 5 dB, ce qui permet de porter à un minimum de —10 dB le niveau des sons reproduits par le casque.

La réalisation d'un audiomètre possédant les caractéristiques requises par les conditions d'emploi est une chose assez délicate. Avant tout, afin que la fréquence et l'amplitude des oscillations produites soient les plus constantes possibles et indépendantes des conditions du milieu (température, humidité, pression, etc...), il est nécessaire que les composants employés soient de la meilleure qualité possible. En second lieu l'organe reproducteur, c'est-à-dire le casque (généralement du type à bobine mobile), doit avoir une courbe particulière de réponse, le plus possible linéaire, et doit en outre présenter la stabilité maximum afin d'émettre des sons d'amplitude constante en relation avec l'amplitude des signaux d'excitation.

Grâce à ces appareils, après avoir placé le patient dans un milieu propice (dit « chambre sourde »), isolé des bruits ambiants, on soumet son ouïe (l'expé-

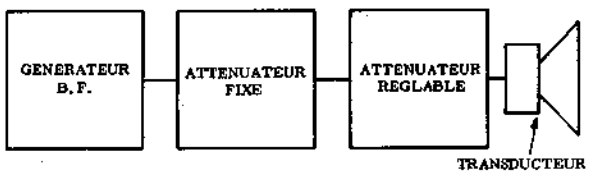


Fig. 1 - Schéma bloc d'un audiomètre. On remarque l'oscillateur et les deux atténuateurs dont l'un sert à la mise au point (conformément aux caractéristiques du transducteur à la sortie) et l'autre est réglable par la personne qui procède à l'examen audiométrique.

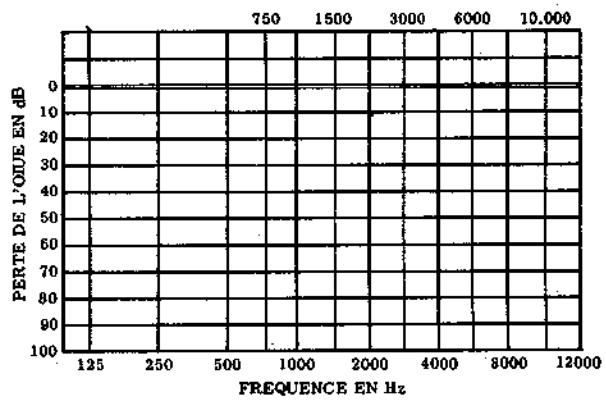


Fig. 2 - Exemple de module sur lequel est représentée la courbe de sensibilité acoustique du patient. Sur les deux axes, vertical et horizontal, sont indiquées, respectivement, les amplitudes et les fréquences des signaux.

rience est faite séparément pour l'oreille droite et pour l'oreille gauche) à l'influence de tous les sons fournis par l'audiomètre, en partant de la fréquence la plus basse pour arriver à la plus élevée et en commençant, pour chacune d'elles, au niveau minimum (—10 dB), jusqu'à ce que soit atteint le point auquel le patient commence à entendre le son. De cette façon, pour chaque fréquence il est possible de connaître le seuil d'audibilité. Les divers niveaux aux diverses fréquences constituent une courbe qui peut être tracée sur un module spécial, du type de celui qui est représenté par la **figure 2**. Grâce à cette courbe, on peut faire la comparaison avec celle relative à un oreille normale et qui correspond, en théorie, au niveau de 0 dB pour toutes les fréquences. Si l'on trace une courbe rouge pour l'oreille droite et une bleue pour l'oreille gauche on peut, par interpolation, connaître la perte exacte de l'ouïe, lisible sur les deux courbes.

Il existe diverses versions de ces appareils. Les plus simples se composent d'un seul contrôle de fréquence et d'un seul atténuateur, reliés à un seul transducteur qui est appliqué alternativement sur chacune des oreilles du patient. D'autres types, au contraire se composent d'un transducteur bi-auriculaire (casque à deux écouteurs), auquel le signal peut être envoyé en même temps ou séparément, selon les exigences de l'opérateur, moyennant un contrôle dit d'équilibrage.

Dans les instruments de types professionnels au contraire on a deux audiomètres contenus dans un seul instrument. Ils permettent l'examen audiométrique en même temps de l'oreille droite et de l'oreille gauche avec la même fréquence, ou avec deux fréquences différentes. De toute façon, cela ne sert que dans le cas d'études particulières et non pas pour la simple évaluation du degré d'affaiblissement.

Un accessoire important, dont de nombreux audiomètres sont pourvus, est le dispositif dit de « camouflage », grâce auquel il est possible de faire entendre au patient un son complexe (bruit « random » ou bruit « blanc »), avec l'oreille opposée à celle avec laquelle il entend le son pur. Cette preuve sert à évaluer la possibilité de discrimination des sons de la part du patient lui-même et à vérifier l'éventuelle simulation de surdité au cours des expertises médicales.

Pour la mise au point de l'audiomètre, à l'usine comme au laboratoire, à l'occasion des contrôles périodiques, on se sert d'un instrument particulier appelé « oreille artificielle ». Il est basé sur le principe du phonomètre puisqu'il mesure le niveau sonore émis par les transducteurs, dans une cavité spéciale (contenant le microphone) qui présente les mêmes caractéristiques que le conduit du tympan de l'oreille humaine. De cette façon, il est possible de créer artificiellement les conditions qui existent pendant l'examen du patient et de régler le niveau de sortie des sons à la valeur effectivement nécessaire pour que les indications de l'audiomètre correspondent à la réalité.

Les caractéristiques de surdité étant connues, il est possible, d'après l'allure de la courbe relevée, de formuler un diagnostic sur les causes qui ont déterminé le degré de surdité et d'établir la courbe de réponse de l'amplificateur adapté pour la compensation. Théoriquement, cette courbe devrait avoir une allure opposée à celle relevée par l'audiomètre; autrement dit, une courbe de sensibilité comme celle reportée en trait plein sur le diagramme de la **figure 3** devrait être compensée par un amplificateur ayant une courbe de réponse comme celle tracée sur le même graphique; de plus, en réglant convenablement le contrôle du volume, l'usager pourrait porter les sons perçus à un niveau conforme à ses besoins. Ceci, toutefois, n'est pas possible pour diverses raisons de caractère technique et fonctionnel. En pratique, on cherche toujours à utiliser un amplificateur qui permette une bonne compensation sur les gammes de fréquences de la voix humaine et qui élimine — dans la mesure du possible — les bruits en général et les sons non indispensables, lesquels tendent toujours à diminuer l'intelligibilité de ceux qui sont utiles.

Les premiers appareils de prothèse auditive étaient constitués d'amplificateurs basés sur le fonctionement du téléphone. Ils étaient en fait constitués par un microphone à charbon, par une pile, et par un casque qui reproduisait les sons avec une intensité plus forte. Sitôt que furent réalisés les tubes « subminiature »,

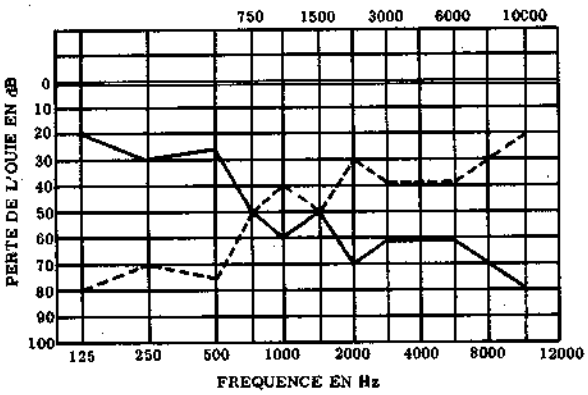


Fig. 3 - En théorie, une courbe de sensibilité comme celle (par exemple) représentée en trait continu, devrait être compensée par une prothèse ayant la courbe de réponse opposée (c'est-à-dire complémentaire), tracée en pointillés.

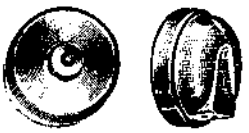


Fig. 4 - Aspect d'un transducteur pour appareil de prothèse auditive vu sous les deux faces. On remarque la prise du cordonnet, derrière, et le trou de sortie des sons, devant, au centre.

ayant des dimensions inférieures à celles d'une demi cigarette, il fut possible de construire des amplificateurs de poche (grands comme une savonnette) contenant trois ou même quatre étages amplificateurs, les circuits correspondants, les batteries d'alimentation et un minuscule potentiomètre avec interrupteur pour la régulation du volume. En outre, chaque appareil était susceptible d'une adaptation, grâce à la présence de filtres spéciaux et réglables qui permettaient d'obtenir la courbe de réponse nécessaire à la meilleure compensation.

Le transducteur consistait en un minuscule bouton contenant une unité électromagnétique à membrane, reliée à l'appareil par un tresse flexible (voir **figure 4**).

Après la découverte des transistors, les dimensions de ces amplificateurs purent être ultérieurement réduites, grâce à l'encombrement minimum des transistors et à la suppression de la batterie anodique qui si elle était nécessaire pour les tubes, est complètement inutile dans les circuits à transistors. La nouvelle technique a permis d'installer des amplificateurs entiers à quatre étages, ou davantage, même dans les branches d'une paire de lunettes, ou dans de minuscules étuis qui se placent derrière le pavillon de l'oreille.

Il a été possible d'appliquer la prothèse auditive même à ceux qui, pour des raisons de pudeur (appareil très visible), refusaient de se servir de ce remède si efficace contre leur infirmité.

Les appareils de prothèse auditive modernes sont généralement réalisés avec des circuit imprimés, ce qui permet d'obtenir l'encombrement minimal et la légèreté maximale. A cela, il convient d'ajouter qu'étant donnée la basse tension d'alimentation fournie par les batteries incorporées, les courants mis en jeu sont très faibles et ne dépassent pas en général la valeur de 3 ou 4 milliampères, même au dernier étage.

Les capacités de **couplage** qui, étant données les basses valeurs d'impédance, sont toujours élevées, c'est-à-dire de l'ordre d'un microfarad et plus et sont **adaptées** au fonctionnement sous une tension entre électrodes légèrement supérieure à 4 volts, avec une marge de sécurité considérable. Ainsi, il apparaît évident qu'il est possible de réaliser des condensateurs électrolytiques, ayant une capacité de 10 microfarads et des dimensions très réduites: 4 mm de longueur et 2 mm de diamètre.

Les résistances employées sont généralement du type chimique et, elles aussi, ont des dimensions particulièrement réduites. La longueur, en effet, ne dépasse pas 4 mm et le diamètre varie entre 1 et 2 mm.

Grâce à des progrès plus récents réalisés dans le domaine des semiconducteurs, les transistors utilisés dans les appareils de prothèse auditive sont, eux aussi, de dimensions et de poids extrêmement réduits. A part, en effet, les connexions qui sont coupées à la longueur convenable au moment du montage, les dimensions maximales d'un transistor moderne de ce type, sont comparables à celles de la tête d'une allumette.

La **figure 5** représente le schéma d'un amplificateur de prothèse auditive, employé pour compenser les formes graves de surdité et susceptible de s'adapter à diverses courbes de réponses.

Comme on le voit, le premier étage, auquel est relié un microphone magnétique du type à réluctance variable (voir à ce sujet ce qui a été dit page 492), amplifie les signaux uniformément, c'est-à-dire sans aucune discrimination. Entre le premier et le deuxième étage, au contraire, il y a un dispositif qui permet, moyennant l'insertion d'un contact à vis d'augmenter la valeur de la capacité de couplage. Cette disposition permet l'obtention d'une amplification maximale ou minimale des notes basses, selon que — respectivement — la seconde capacité est insérée ou non.

A la sortie du second étage se trouve un potentiomètre qui est généralement jumelé avec l'interrupteur général, pour le contrôle de volume. En agissant sur ce contrôle, l'usager a la possibilité de faire varier comme il le désire le volume sonore, l'adaptant ainsi à ses nécessités, en relation avec la niveau des sons perçus par le microphone.

En parallèle sur ce potentiomètre est montée une résistance, insérable ou non, elle aussi, au moyen d'un contact à vis, qui, lorsqu'elle est insérée atténue la ré-

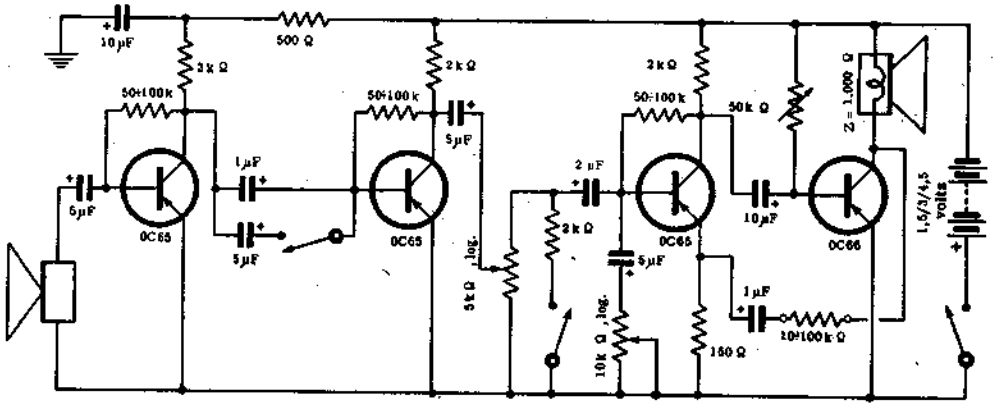


Fig. 5 - Amplificateur de prothèse auditive moderne à transistors comportant quatre étages. On peut voir les deux contrôles manuels (tonalité et volume) et les dispositifs de régulation de la courbe de réponse, pour adapter l'amplificateur aux caractéristiques de l'ouïe de l'usager.

ponse totale sur les fréquences basses, ce qui avantage les sons plus aigus.

De plus, entre le dernier et l'avant dernier étage, il existe un circuit de contre-réaction constitué par une résistance et un condensateur en série, entre le collecteur de l'étage final et l'émetteur de l'étage précédent. Cette disposition permet de faire varier la puissance aussi bien que la réponse de l'amplificateur. Afin de pouvoir obtenir divers types d'adaptation, la résistance est insérée au moyen de deux chevilles minuscules dans une petite prise bi-polaire. Ceci la rend facilement interchangeable et permet l'insertion de résistances de diverses valeurs, afin d'obtenir le taux voulu de contre-réaction.

Sur la base de l'avant dernier étage, il y a un contrôle de tonalité classique, du type potentiométrique, qui permet à l'utilisateur de faire varier selon son désir l'amplification des sons aigus.

Enfin, un dernier détail qu'il est bon de noter est le découplage du circuit d'alimentation du premier étage, grâce auquel on peut éviter les oscillations dues à l'amplification considérable fournie.

En adoptant des transistors du type OC65 pour les trois premiers étages et un OC66 pour le dernier étage, l'appareil peut être alimenté par une batterie de 1,5 volt; dans ce cas on peut atteindre une autonomie d'environ 60 heures de fonctionnement et une amplification maximale d'environ 80 dB. Toutefois, pour compenser éventuellement des pertes d'audition supérieures à cette valeur, la tension d'alimentation peut être portée à 3 volts (avec une amplification de 90 dB environ), ou même à 4,5 volts (avec une amplification maximale de 95 dB).

En augmentant la tension d'alimentation, on augmente l'intensité du courant absorbé par les différents étages et, en conséquence, on diminue l'autonomie autorisée par les batteries.

Ce type d'amplificateur de prothèse auditive, peut être réalisé dans un étui ayant des dimensions de 4 × 6 × 2 cm et un poids de 65 grammes environ.

La mise au point de la courbe de réponse, afin d'obtenir la meilleure adaptation, doit être effectuée d'après l'audiogramme du malade et, comme nous le savons, devra être préparée de façon à permettre l'amplification maximale sur les fréquences auxquelles l'oreille de l'usager présente la perte maximale de sensibilité.

La **figure 6-A** représente le schéma typique d'un amplificateur à trois étages, pouvant se loger dans les branches d'une paire de lunettes. La figure 6-**B** montre l'aspect de cet amplificateur réalisé sur une plaquette à circuit imprimé, avec tous les accessoires et la figure 6-**C**, la branche contenant le dispositif tout entier. Sur cette figure on peut voir l'orifice par lequel arrivent les sons; il correspond avec le microphone; on distingue aussi la petite commande de contrôle de volume, le siège de la batterie, et la sortie des sons amplifiés. Ces derniers, par l'intermédiaire d'un petit tube très fin en matière plastique transparente, sont dirigés vers le tympan de l'oreille. A l'extrémité du tube est fixé un pédoncule, lui aussi en matière plastique, fait sur mesure, d'après l'empreinte du conduit lui-même. Le rôle de cet accessoire consiste à provoquer une fermeture, la plus hermétique possible, afin d'éviter que les sons amplifiés, en se propageant dans l'air, ne parviennent de nouveau au microphone (très voisin), provoquant le phénomène désagréable de l'effet « Larsen » (« réaction acoustique ») qui obligerait à une réduction de l'amplification, au préjudice du rendement. Le diamètre du tube qui conduit les ondes sonores amplifiées est tel qu'il ne provoque pas une atténuation appréciable des notes graves.

DIATHERMIE et MARCONITHERAPIE

Les savants découvrirent, il y a de nombreuses années, les effets de la haute fréquence sur les tissus animaux: en premier lieu, comme on l'a vu à propos des applications industrielles, même les tissus animaux s'échauffent s'ils sont soumis à un champ électromagnétique; en second lieu, on a vu par la suite, que, en concentrant une énergie à haute fréquence sur un point de surface très réduite d'un tissu vivant, celle-ci a le pouvoir de coaguler le sang liquide et de faire — pour ainsi dire — exploser la cellule du tissu, pro-

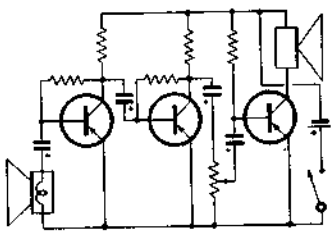


Fig. 6-A - Circuit électrique d'un amplificateur de prothèse auditive à trois étages, réalisable en dimensions tellement réduites qu'elles permettent de monter ce système dans les branches d'une paire de lunettes.

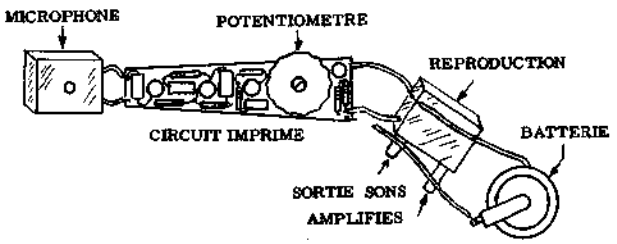


Fig. 6-B - Aspect de l'amplificateur de la figure 6-A, réalisé sur une plaquette à circuit imprimé (du côté des composants).

voquant en même temps une désensibilisation de la zone où se produit le phénomène. C'est de ces constatations qu'est né le bistouri électronique.

La diathermie fait appel à un générateur de haute fréquence, d'une puissance maximale de 300 ou 500 watts, à la sortie duquel sont reliées deux électrodes métalliques qui peuvent être de dimensions égales ou différentes. Dans le premier cas, elles accomplissent la même fonction alors que, dans le second cas, l'électrode la plus grande joue le rôle d'électrode passive et la plus petite celui d'électrode active.

L'emploi est illustré par la **figure 7**. En A, les deux électrodes ont la même superficie, c'est pourquoi, lorsqu'elles sont en contact en deux points différents d'un corps humain (en contact direct), l'énergie à haute fréquence (ayant une longueur d'onde comprise entre 20 et 60 mètres), se propage à travers le corps comme le montre les lignes en pointillés. En B, est représenté le cas de deux électrodes de dimensions diverses: on remarque la concentration différente de l'énergie qui est plus intense à proximité de l'électrode active. En C, enfin, est représentée une autre combinaison des deux électrodes.

D'après ces applications, grâce à l'influence de la haute fréquence, il est possible de provoquer un échauffement des tissus internes, sans appliquer extérieurement une source de chaleur: ce phénomène est utile pour des applications thérapiques comme, par exemple, dans le cas de rhumatismes, arthrites, conditions post-traumatiques ou post-opératoires. etc...

La **marconithérapie**, est basée sur le même principe (avec la seule différence que la longueur d'onde de l'énergie appliquée est extrêmement faible de 4 à 6 mètres), et que les électrodes ne sont pas directement en contact avec le corps mais à travers des écrans isolants, en caoutchouc ou en verre, comme le représente la **figure 8**. L'avantage de la marconithérapie par rapport à la diathermie consiste en une efficacité plus grande, en un échauffement plus rapide et plus facilement contrôlable, en une plus grande pénétration de l'effet d'échauffement.

Comme on l'a indiqué, le même principe peut être exploité en chirurgie; en effet, en dirigeant l'énergie à haute fréquence sur une pointe arrondie, ou sur un instrument en forme de lame (qui ne doit pas nécessairement être aiguisé), il est possible, respectivement, de coaguler le sang qui sort d'une blessure ou de couper un tissu en coagulant simultanément les gouttes de sang qui se présentent à l'ouverture des vaisseaux capillaires. Cette pointe (ou cette lame) remplace, dans le cas de la coagulation ou de l'entaille, l'électrode active qui sert en thérapie, tandis que l'électrode passive, constituée par une lame métallique ordinaire — isolée ou non selon la fréquence —, est appliquée au corps du patient, généralement en un point opposé à celui sur lequel est employée l'électrode active. Par exemple, dans les opérations de l'estomac, le patient est allongé sur le dos et l'électrode passive est placée sur le dos, en relation avec les reins.

La **figure 9** représente l'aspect de quelques électrodes, à coagulation ou à entaille, qui comportent des manches spéciaux, isolés et stérilisés. A l'intérieur de ces derniers, passe le câble qui permet le raccord au générateur.

Ces générateurs sont toujours munis d'un contrôle de fréquence, afin de permettre l'accord sur la fréquence de résonance du circuit du patient, laquelle varie en même temps que la distance entre les deux électrodes; ils sont munis, en outre, d'un contrôle de puissance qui permet de doser convenablement la quantité d'énergie pour chaque application.

Incidemment, ajoutons que les premiers appareils de ce type furent réalisés avant la découverte des tubes. Il est, en effet, bien connu que les courants à haute fréquence peuvent être produits également selon le fameux principe de la bobine de Ruhmkorff, en ce qui concerne les **ondes amorties**.

Ce système n'est d'ailleurs pas encore complètement écarté; il existe en effet des versions très modernes de ces applications, qui réunissent la diathermie et le bistouri à Haute Fréquence: on a deux générateurs dont l'un est à tube et l'autre à bobine. Pour les techniques spéciales et particulières d'emploi, on utilise al-

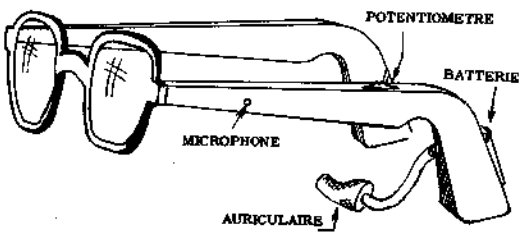


Fig. 6-C - Aspect d'un appareil de prothèse auditive moderne, monté dans les branches d'une paire de lunettes. On remarque l'orifice qui correspond à l'entrée des sons (microphone), ainsi que la molette du potentiomètre, le siège de la batterie, et le petit tube de sortie. L'autre branche peut êre vide, ou contenir une seconde unité identique pour l'autre oreille (type bi-auriculaire).

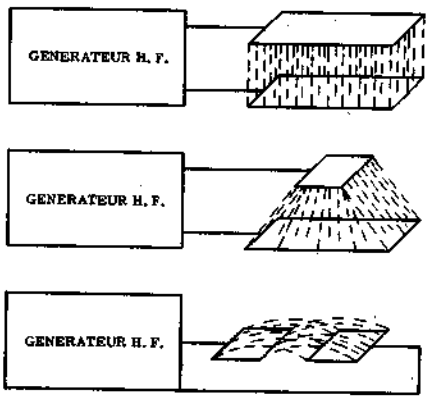


Fig. 7 - Distribution de l'énergie à H.F. entre les deux électrodes d'un appareil de diathermie. En A, entre deux électrodes de dimensions différentes, avec une plus grande concentration à proximité de l'électrode active. En C, disposition latérale, sur le même plan.

ternativement les deux sources d'énergie (ou bien une forme spéciale de signal qui résulte de la combinaison des deux oscillations) proportionnellement aux pourcentages qui peuvent être établis d'après les contrôles nécessaires, disponibles sur le panneau de commande. Il existe, par exemple, des types de bistouris électroniques dans lesquels on emploie l'oscillateur à tube pour effectuer la coupure chirurgicale proprement dite, alors que l'on adopte au contraire l'énergie produite par la bobine de Ruhmkorff, mélangée quelquefois avec une partie du signal produit par l'oscillateur à tube, pour l'électrocoagulation.

Un détail de la plus haute importance est le fait que les applications de diathermie et marconithérapie doivent être effectuées par un personnel qualifié, puisque la haute fréquence peut, judicieusement employée, avoir des effets bénéfiques mais peut aussi, si elle est mal dosée, provoquer de graves lésions internes.

RADIOSCOPIE et RADIOGRAPHIE

Une conséquence directe de l'émission électronique dans le vide a été la découverte des rayons « X ». On a vu en effet que, si l'on provoque le heurt violent d'un faisceau d'électrons émis par une cathode, contre une anode ayant par rapport au rayon une certaine inclinaison, on a du côté de celle-ci la réflexion d'une énergie spéciale, ayant une fréquence déterminée, et qui se propage sous la forme de rayons appelés rayons X ou rayons « Roentgen » (du nom du savant qui les a découverts). Le phénomène est représenté par la **figure 10**.

Les rayons qui ont traversé — par exemple — le corps d'un patient peuvent être exploités de deux façons selon leur intensité: ils peuvent être employés pour illuminer un écran spécial fluorescent (dans un milieu obscur), ou bien ils peuvent impressionner une plaque photographique enfermée dans un étui opaque à la lumière, mais non aux rayons.

Puisque les rayons qui traversent un corps humain (ou un membre) n'ont pas une intensité uniforme, mais une intensité variable selon la nature des tissus traversés, l'écran fluorescent d'un appareil pour radioscopie, ou la plaque photographique d'un appareil radiographique (après le **développement**), donnent une image assez fidèle de la structure interne du corps en examen, permettant ainsi le diagnostic de la fracture osseuse, la constatation de la présence de corps étrangers entre les organes internes, l'étude de la conformation, etc...

De plus, si avant l'examen radioscopique on fait ingérer au patient un composé à base de baryum en quantité suffisante, grâce à son opacité aux rayons X, il est possible d'observer directement sur l'écran fluorescent, ou sur la plaque photographique, toutes les phases du processus de la digestion, la forme et le parcours que la matière ingérée suit, et évaluer avec exactitude le temps qu'elle met pour se déplacer d'un point à l'autre de l'appareil digestif. De cette façon, il est possible de diagnostiquer divers types de maladies, et de faciliter le choix du remède le plus opportun, ou bien de décider, si nécessaire, une intervention chirurgicale.

Tout ce que l'on a dit jusqu'à maintenant sur les rayons X, se rapporte exclusivement au diagnostic: du point de vue thérapeutique, au contraire, on a constaté que les rayons X, ou rayons Roentgen, ont la propriété de soigner, s'ils sont dosés soigneusement, les altérations biologiques des tissus comme par exemple les tumeurs, les infections locales, etc... Ils contribuent, en outre, à faciliter le renouvellement des cellules et la réabsorption des masses de détritus provoqués par les défauts de la circulation sanguine ou lymphatique, etc...

L'immense utilité des rayons X est donc évidente en médecine. Il existe divers types d'installations (pour radioscopie seulement ou pour radioscopie et radiographie), de différentes puissances. On a construit divers types d'appareils radiographiques employés seulement par les dentistes (de moindre puissance étant donné les épaisseurs très faibles à traverser), et des équipements pour photographier l'intérieur d'un corps humain ou animal de grande taille. Ajoutons que les appareillages radiographiques les plus modernes sont munis de nombreux mécanismes électroniques qui en

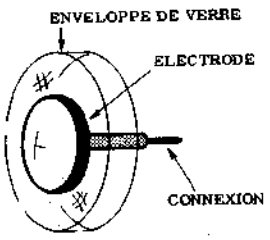


Fig. 8 - Aspect d'une électrode pour marconithérapie, constituée par un disque métallique enfermé dans un étui de verre. D'autres types, au contraire, sont revêtus de caoutchouc.

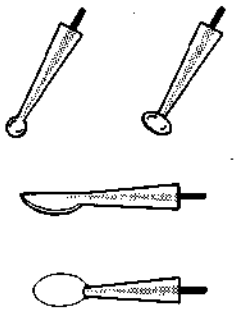


Fig. 9 - Types d'électrodes pour électrochirurgie. En haut, deux pointes pour coagulation; en bas, deux électrodes pour entaille.

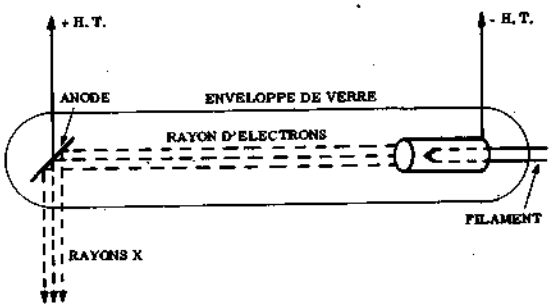


Fig. 10 - Principe du tube à rayons « X », pour la production des radiations pour radioscopie et radiographique. Les rayons sont produits par le heurt entre les électrons et l'anode.

simplifient et en accélèrent l'emploi.

Par exemple, pour les examens radiographiques de masse (dans les usines, dans les circonscriptions militaires, etc.), il existe des types d'appareils qui fonctionnent avec une pellicule bobinée sur un rouleau, avec avancement automatique et détermination automatique (à cellule photo-électrique) du temps d'exposition, selon la constitution physique de la personne dont on fait la photographie du thorax. D'autres appareillages encore, employés dans les cliniques modernes, peuvent effectuer des reliefs radiographiques en faisant bouger le tube émetteur tout le long d'un arc de circonférence pendant l'exposition. Dans ce cas on obtient sur une plaque photographique ce qu'on appelle la « stratigraphie », qui représente la projection de la structure osseuse du patient vue sous divers angles.

Enfin, une découverte relativement récente est l'amplificateur électronique des images, au moyen duquel il est possible de faire une radioscopie en pleine lumière, grâce à la plus grande intensité lumineuse de l'écran fluorescent et d'observer avec plus de détails l'image agrandie de quatre à six fois.

L'ELECTROCARDIOGRAPHE et l'ELECTRO-ENCEPHALOGRAPHE

Ces deux instruments sont eux aussi très utiles du point de vue diagnostique et sont basés sur des principes analogues. Les tissus musculaires vivants, lorsqu'ils subissent des contractions ou des tractions résultant de mouvements volontaires ou involontaires, émettent de petites décharges électriques de l'ordre du millivolt. Ces décharges peuvent également être produites par le coeur (lequel, comme on le sait, est un muscle). Elles se propagent à travers tout le corps humain, grâce à la conductibilité des tissus.

Si l'on applique deux électrodes en deux points différents du corps, il est possible d'enregistrer ces impulsions, de les amplifier et de les transformer en mouvements mécaniques reproduits par une plume écrivant sur une bande de papier qui se déplace à une vitesse constante. De cette façon, il est possible d'inscrire l'allure des pulsations du coeur. Si, de plus, la feuille comporte des lignes transversales qui représentent des intervalles de temps déterminés par rapport à la vitesse de déroulement, le tracé que l'on relève peut être également évalué par rapport au temps, c'est-à-dire en mesurant la fréquence des oscillations et la durée de chacune d'elles.

Le principe est représenté par la **figure 11-A** sur laquelle on remarque les points où s'appliquent les électrodes sur le corps du patient. La figure **11-B** présente, au contraire, un tracé type, relevé avec l'électrocardiographe. L'allure du tracé, confrontée avec celle d'un coeur parfaitement sain, peut aider le médecin à comprendre l'origine du trouble.

Dans le cas de l'électro-encéphalographe (employé pour le diagnostic des maladies nerveuses et mentales), il s'agit également d'enregistrer les impulsions produites par le cerveau humain (ou par n'importe quel autre cerveau animal) quand il est en activité. La **figure 12** présente le principe qui, comme on le remarque, est en tout point analogue au précédent. La différence consiste en un aspect différent du tracé (dû à la nature différente des tensions enregistrées chez le patient) et en une vitesse de déroulement du ruban, différente elle aussi.

Dans le cas de l'électro-encéphalographe, en outre il y a plus de canaux qui fonctionnent simultanément et correspondent à divers couples d'électrodes reliées à différents points de la tête du patient en examen. L'interprétation de l'allure du tracé multiple (à plusieurs courbes) que l'on obtient, permet d'évaluer le fonctionnement des divers centres nerveux présents dans la masse cérébrale.

Le PHONENDOSCOPE

Un autre instrument que l'électronique a mis à la disposition du médecin pour faciliter son diagnostic est le phonendoscope électronique. Il se compose d'un amplificateur de basse fréquence, ayant une courbe de réponse variable, et à l'entrée duquel est relié un mi-

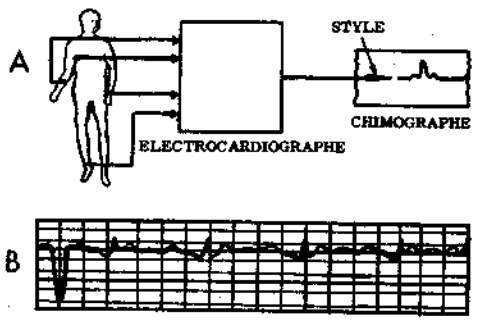


Fig. 11 - En A, points d'application des électrodes d'un électrocardiographe. En B, aspect d'un tracé électrocardiographique, reproduisant les pulsations.

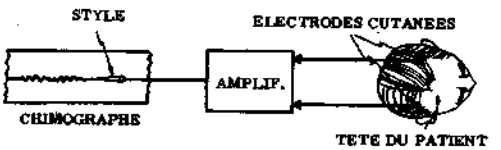


Fig. 12 - Représentation du fonctionnement d'un électro-encéphalographe. Les électrodes enregistrent les oscillations produites par le cerveau, lesquelles, amplifiées, font osciller la plume qui les reproduit sur la bande de papier.

crophone sans membrane. Ce dernier a la propriété de percevoir et de traduire en impulsions électriques les vibrations mécaniques transmises à son organe sensible (généralement un cristal piézo-électrique), directement par le contact avec l'objet en examen; de plus, il est presque insensible aux ondes sonores qui se propagent à travers l'air et cela, grâce à l'absence totale de membrane. L'aspect schématique de ce microphone est représenté par la **figure 13**.

On peut faire varier la courbe de réponse de l'amplificateur comme on le désire, afin d'éliminer toutes les fréquences aiguës: ce qui permet d'écouter directement, et uniquement, les sons cardiaques (de fréquence très basse), mieux qu'il ne serait possible avec un stéthoscope ordinaire; ou bien, on peut éliminer les fréquences les plus basses afin d'entendre distinctement les bruits pulmonaires, dûs aux mouvements de la respiration, qui sont de fréquence plus élevée.

De cette façon, la possibilité d'amplifier et de sélectionner les divers signaux, permet au médecin de percevoir les sons produits (grâce auxquels il pourra faire un diagnostic basé sur son expérience) avec une plus grande netteté et une plus grande richesse de détails.

Une application intéressante du phonendoscope est celle que l'on pratique dans les salles d'hôpitaux dans lesquelles se fait l'enseignement des futurs médecins: en effet, grâce à la possibilité d'amplifier ultérieurement les signaux acoustiques et de les reproduire par des haut-parleurs spéciaux, il est possible de faire entendre à plusieurs élèves à la fois les sons entendus, tandis que — simultanément — le professeur commente l'objet de la leçon en question.

Les ULTRASONS

La dernière application de l'électronique que nous citerons concerne les ultrasons, auxquels on eut recours à une époque relativement récente.

Ce que l'on appelle le massage thérapique n'est rien d'autre que la soumission des organes, en conditions pathologiques, à des vibrations ou à des mouvements spéciaux qui peuvent être dûs simplement aux mains d'une personne qualifiée (masseur), ou aux vibrations mécaniques d'un appareil mécanique ou électromécanique. En principe, le massage a pour effet d'accentuer et de faciliter les phénomènes biochimiques qui sont à la base même de la vie, concernant le fonctionnement des organes, et leur dynamique.

Les savants qui ont fait des recherches dans ces domaines, ont constaté que l'efficacité du massage varie avec la fréquence du massage lui-même.

Autrement dit, un organe lésé par suite d'un traumatisme quelconque, peut être soigné en un certain nombre de jours grâce à l'application de massages locaux faits par un infirmier; la guérison peut être cependant accélérée si l'on effectue le massage avec un vibrateur électromagnétique, employé à bon escient, et dont la fréquence de vibration (égale à celle du courant alternatif du circuit, ou égale à une valeur double) est certainement plus grande que celle que l'on peut obtenir avec les mains d'un infirmier. Il convient d'ajouter à ceci le fait que, dans le second cas, l'amplitude des vibrations est absolument constante.

Puisque, à cause de la dynamique des corps solides, il n'est pas possible d'obtenir des fréquences supérieures à une limite déterminée, on a cherché une source d'énergie qui permette l'application de vibrations à une fréquence supérieure, et l'on est arrivé ainsi aux ultrasons.

Un appareil à ultrasons n'est rien d'autre qu'un générateur d'oscillations, dont les fréquences sont légèrement supérieures (à celles des sons audibles). Par exemple, une fréquence de 25 000 Hz, est déjà dans la gamme des ultrasons.

Les oscillations ainsi produites, de fréquence et d'amplitude réglables, sont envoyées sur une petite tête, contenant un cristal de quartz. Aux côtés de celui-ci, sont appliquées deux électrodes, reliées l'une à la sortie du générateur (voir **figure 14**) et l'autre à la masse; par l'effet réversible bien connu de la piézo-électricité, le cristal doit vibrer sur la fréquence des signaux d'excitation.

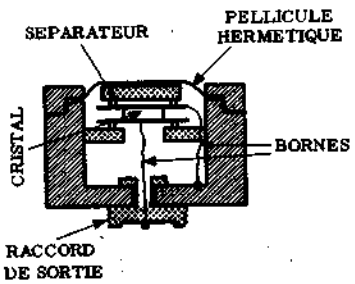


Fig. 13 - Aspect d'un microphone à contact (c'est-à-dire sans membrane), employé comme élément sensible dans le phonendoscope, pour l'auscultation du coeur.

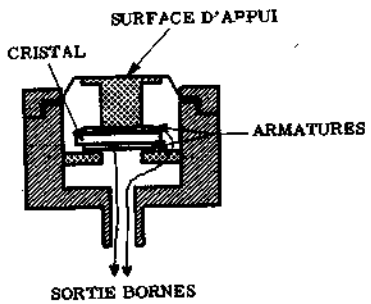


Fig. 14 - Aspect d'un transducteur (tête à cristal), pour ultrasons. Les vibrations du cristal sont transmises mécaniquement à la surface d'appui, sur laquelle est appliquée la « charge ».

Les vibrations du cristal sont transmises mécaniquement à une surface qui est mise en contact avec le corps humain en des points sur lesquels on désire effectuer l'application thérapique.

Les vibrations ainsi appliquées provoquent divers effets: avant tout, elles se propagent en direction rectiligne (étant donné leur fréquence élevée) et peuvent parvenir à une certaine profondeur à l'intérieur du corps du patient.

De cette façon, il est possible d'effectuer le massage, même en des points anatomiques qu'il n'est pas possible d'atteindre directement depuis l'extérieur. De plus, elles favorisent, elles aussi, certaines réactions biochimiques, utiles pour le développement des diverses fonctions du corps humain; enfin, elles provoquent, par frottement entre les différentes couches de cellules des tissus, des formes d'échauffement particulièrement localisées, qui simplifient considérablement la thérapie de certaines formes rhumatismales.

Ajoutons à tout ceci que les applications des ultrasons ont été étendues aussi, depuis longtemps, au domaine de la chimie, pour la préparation de substances particulières. Par exemple, pour la production de certains remèdes, il est souvent nécessaire de créer des émulsions, en mélangeant entre elles des substances liquides, (par exemple eau distillée et huiles spéciales), qui peuvent se combiner entre elles seulement temporairement, si elles sont mélangées par des moyens normaux. On a constaté, au contraire, qu'en effectuant le mélange à l'aide des ultrasons, les molécules des deux liquides se mêlent entre elles de façon à créer un composé qui, bien que n'étant qu'une émulsion, présente des caractéristiques de stabilité comparables à celles d'une solution.

Il existe de nombreuses autres applications électroniques dans le domaine médical, par exemple celles des courants galvaniques et faradiques, utilisées pour la thérapie des troubles nerveux; appareils pour relever les températures locales, la conductibilité épithéliale, etc...

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 1219

N. 1 — C'est un dispositif presque toujours électromagnétique, qui transforme directement, ou indirectement, les variations de courant en mouvement mécaniques.

N. 2 — Un relais normal peut être excité par un courant continu ou par un courant alternatif alors qu'un relais polarisé fonctionne seulement sur courant continu.

N. 3 — De trois façons: pour fermer ou ouvrir un circuit électrique, pour provoquer directement une action mécanique ou pour actionner un second relais.

N. 4 — Par la surface et par la pression des contacts, ainsi que par les caractéristiques d'isolement.

N. 5 — De deux façons: par impulsions ou au moyen de signaux à Basse Fréquence.

N. 6 — En employant un relais à élément rotatif qui provoque diverses actions au moyen d'un excentrique.

N. 7 — Parce que, dans ce cas, il faudrait monter sur le petit modèle radiocommandé autant de récepteurs qu'il y a de fréquences employées.

N. 8 — La modulation de l'onde porteuse au moyen d'impulsions ou de signaux à B.F. afin de distribuer des ordres selon un code pré-établi.

N. 9 — Pour éviter qu'une seule fréquence fasse fonctionner, simultanément avec l'oscillation harmonique, un autre relais sur le modèle radioguidé.

N. 10 — Pour obtenir la portée maximum, en utilisant toute l'énergie à radiofréquence produite par l'émetteur.

N. 11 — Parce que, dans ce cas, l'étage détecteur tend à envoyer de l'énergie à H.F. à l'antenne, au lieu d'en recevoir.

N. 12 — L'interprétation des signaux de modulation qui modifient les caractéristiques de la porteuse, en les convertissant en phénomènes électromagnétiques qui obéissent aux ordres transmis.

N. 13 — Le courant alternatif (à la fréquence du signal de codification) fait vibrer par résonance une lame étalonnée sur cette fréquence. Celle-ci, à son tour, ferme régulièrement un contact électrique qui actionne un relais secondaire, par l'intermédiaire d'un circuit intégrateur.

N. 14 — A transformer le courant intermittant produit par les vibrations d'une petite lame du relais à lames vibrantes, en courant continu. Ceci se produit grâce au courant de charge d'une capacité montée en parallèle sur les contacts qui se ferment régulièrement.

N. 15 — Le poids et le volume; en effet, à chaque lame vibrante doit correspondre un relais secondaire et un circuit intégrateur.

N. 16 — De la puissance de l'émetteur, de la sensibilité du récepteur et des caractéristiques du lieu dans lequel le système fonctionne.

N. 17 — Le taux minimum doit être de 80%. Un pourcentage inférieur donnerait des vibrations insuffisantes de la lame.

N. 18 — En disposant un second relais de plus grande puissance, actionné par le premier et alimenté par une batterie au lieu de l'être directement par le signal.

Leçon n° 156

Quelques montages pratiques intéressants d'Electronique industrielle

ALIMENTATIONS A TENSION DE SORTIE REGLABLE POUR LA COMMANDE DE VITESSE DE PETITS MOTEURS

On veut résoudre le problème suivant: On dispose d'une source de courant alternatif, on a besoin d'une tension continue réglable pour alimenter l'induit d'un petit moteur à courant continu, dont on veut commander la vitesse, selon le schéma de principe de la **figure 1-A** ou de la figure **1-B**.

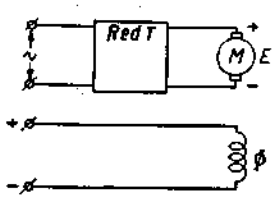


Fig. 1-A - Réglage de vitesse d'un moteur à courant continu M dont on alimente l'induit par un redresseur à thyratron Red T.

La première idée qui vient à l'esprit, est l'utilisation d'une chaîne potentiométrique (résistances en série), branchée à la sortie (filtrée) d'une alimentation classique, équipée de valves (à vide ou à gaz), ou de redresseurs à semiconducteurs.

Cette solution simple n'est pas utilisable pratiquement, à cause de la perte prohibitive d'énergie qu'elle entraîne.

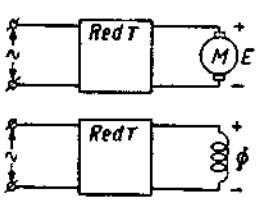


Fig. 1-B - Montage analogue à celui de la figure A, mais l'excitation est alimentée également par un redresseur à thyratron Red. T.

Le thyratron (ou triode à gaz) fournit une solution intéressante, tout en restant simple. Celui-ci ne laissant passer le courant que dans le sens anode-cathode

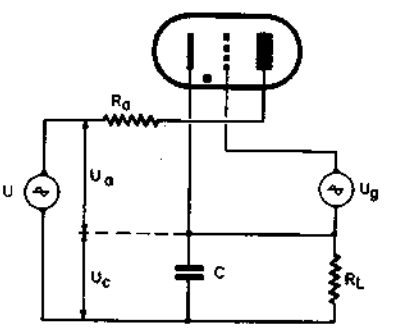


Fig. 2 - Montage fondamental d'un thyratron en redresseur commandé.

(lorsque l'anode est positive par rapport à la cathode) fonctionne donc bien en redresseur.

La grille permet de commander l'instant de la période où se produit l'amorçage du thyratron, c'est-à-dire la décharge électrique à travers le gaz que renferme son ampoule et, par suite, de régler la valeur de la tension continue (donc de la puissance) que fournit le redresseur.

Le procédé mis en oeuvre pour commander l'amorçage, consiste à agir sur la phase de la tension alternative de grille au moyen d'un circuit déphaseur.

Le montage fondamental d'un thyratron en redresseur commandé est donné par la **figure 2**. Lorsque le courant traverse le tube, le condensateur C se charge. Il se déchargera ensuite à travers la résistance de charge RL pendant les intervalles de temps où le thyratron est désamorcé (donc, non conducteur).

CIRCUITS DEPHASEURS

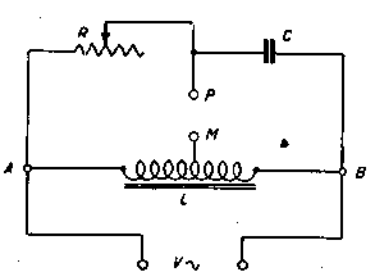


Fig. 3 - Circuit déphaseur en pont.

La **figure 3** indique le schéma de principe d'un pont déphaseur. La tension de grille μg disponible entre les points P et M est toujours égale à la moitié de la tension alternative délivrée par le transformateur, mais déphasée par rapport à elle d'un angle φ. La capacité C peut être remplacée par une inductance L.

Les diagrammes vectoriels des **figures 4-A** et **4-B** illustrent le fonctionnement de ce dispositif. En faisant varier R ou (C ou L), ou tous les éléments du circuit à la fois, on peut faire varier le déphasage φ entre μg et μ de 0 à 180°.

Dans le montage A, φ augmente lorsque R augmente et inversement: φ = 0 pour R = 0 et φ = 180° pour R = l'infini.

Comme pratiquement R ne peut jamais devenir infi-

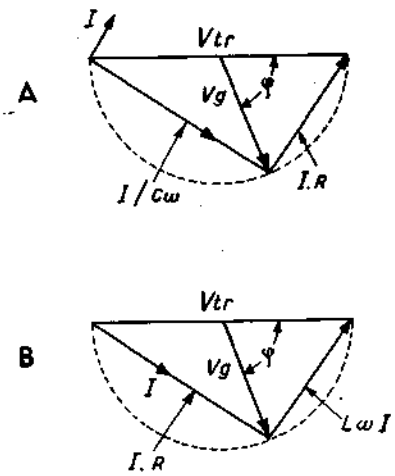


Fig. 4 - Diagrammes vectoriels illustrant le fonctionnement du circuit déphaseur de la figure 3. En B, le condensateur C a été remplacé par une inductance L. En faisant varier R, on peut faire varier φ de 0 à 180°.

ni, le déphasage maximum ne dépasse pas 140 à 160°.

Dans le montage B, φ diminue lorsque R augmente et inversement: φ = 0 pour R = l'infini et φ = 180° pour R = 0. R ne pouvant devenir infini, le déphasage minimum ne peut atteindre 0.

Il suffit de permuter R et L pour obtenir que le déphasage varie dans le même sens que dans le montage A.

L'abaque de la **figure** 5 permet de calculer un circuit déphaseur du type RC ou RL.

Le trait plein qui joint la réactance inductive XL = Lω et R ou bien R et la réactance capacitive Xc = 1/Cω, coupe l'échelle médiane graduée en DEGRES en un point correspondant à l'angle de déphasage.

Dans notre exemple:

Lω = 9 kΩ (L = 28 H à 50 Hz), R = 3 kΩ, φ = 143°
1/Cω = 2 kΩ (C = 1,6 μF à 50 Hz), R = 14 kΩ, φ = 164°
ou bien:
C = 1 μF R = 9 kΩ, φ = 143°.
L = 45 H (Lω = 14 kΩ à 50 Hz), R = 2 kΩ, φ = 164°.

Le déphaseur de la figure 3 convient pour la commande de phase d'un seul tube (redressement monoalternance à réglage de phase). Lorsqu'on désire réaliser un redresseur double alternance à réglage de phase (cas le plus général), il faut disposer de deux tensions de grille en opposition de phase, afin de commander les deux tubes (les tensions d'anode sont elles-mêmes en opposition de phase). On peut les obtenir soit au moyen d'un déphaseur double, soit au moyen d'un transformateur à prise médiane alimenté par un déphaseur, comme l'indique la **figure 6.**

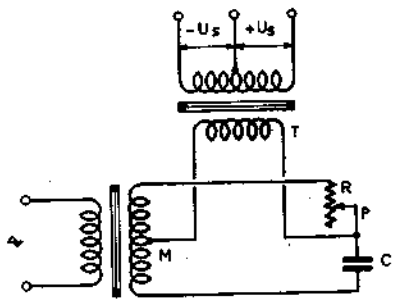


Fig. 6 - Le circuit déphaseur alimente le primaire d'un transformateur T. Le secondaire, à point milieu, fournit deux tensions en opposition de phase.

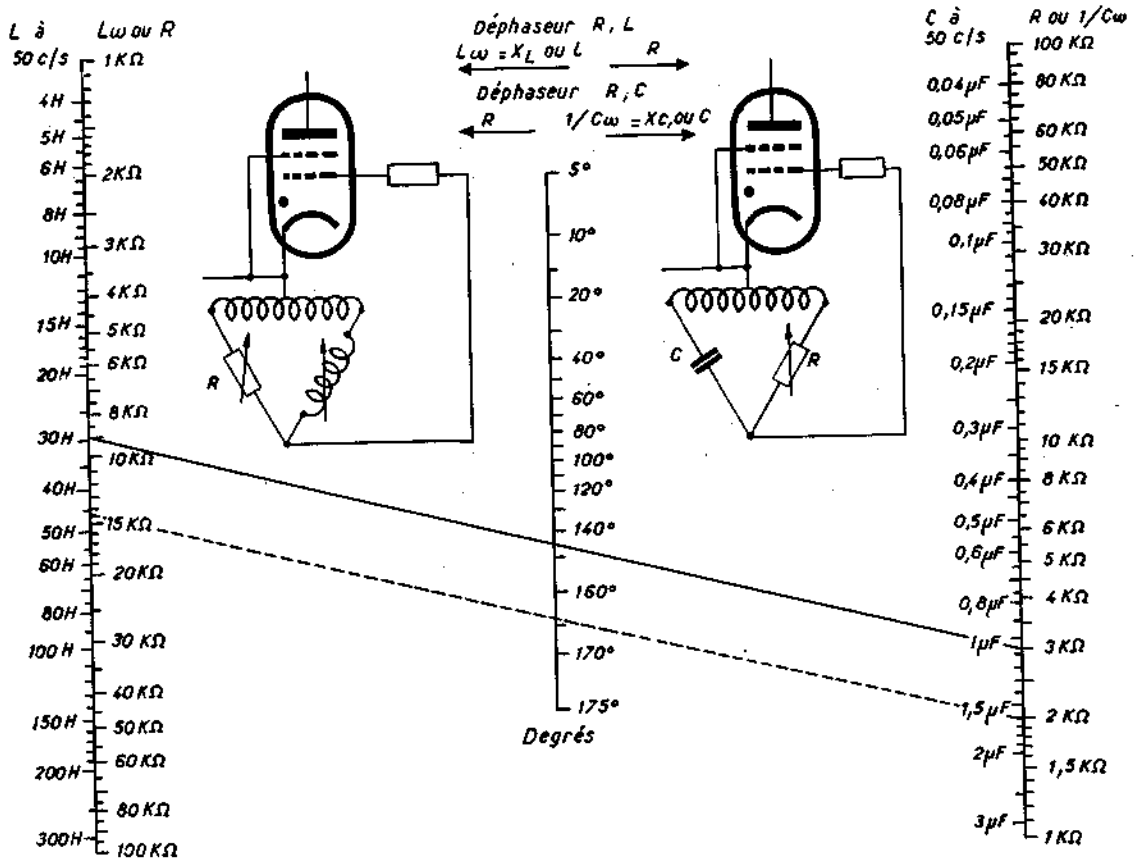


Fig. 5 - Abaque permettant le calcul d'un circuit déphaseur RL ou RC. (Laboratoire d'Applications).

ALIMENTATIONS PAR THYRATRONS À COMMANDE DE PHASE

La **figure** 7 représente le schéma d'une alimentation mettant en pratique les principes exposés plus haut. Elle permet d'obtenir, par redressement double alternance, une tension continue variable de 0 à 450 volts avec un

débit de 200 mA. Elle permet la commande de vitesse de petits moteurs, le réglage de thermostats ou d'étuves, etc... R3 limite la pointe de courant (environ 1 Ω par volt efficace de la moitié du secondaire du transformateur d'alimentation.

R1 limite le courant de grille et par conséquent la charge du transformateur de phase.

La **figure 8** représente une variante du montage de la figure 7.

Ces deux montages, avec des valeurs d'éléments modifiées peuvent être employés pour des puissances d'alimentation plus grandes (avec d'autres thyratrons).

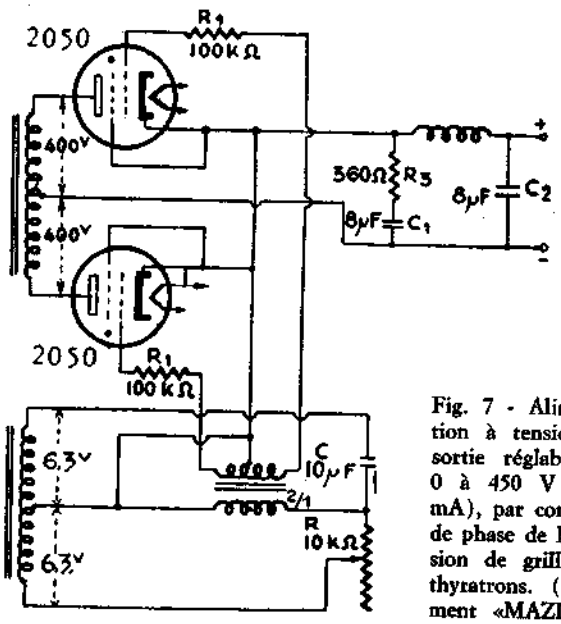


Fig. 7 - Alimentation à tension de sortie réglable de 0 à 450 V (200 mA), par commande de phase de la tension de grille des thyratrons. (Document «MAZDA»).

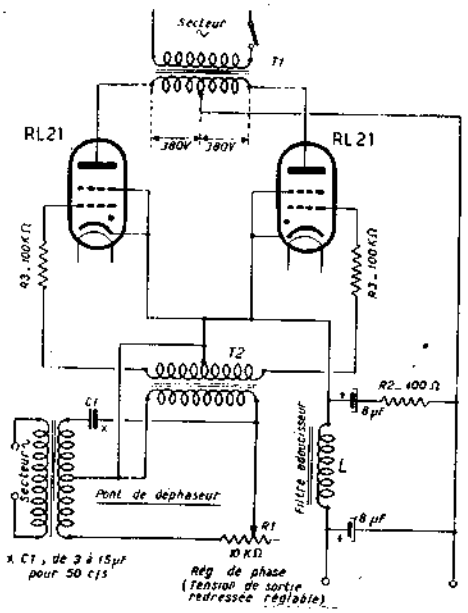


Fig. 8 - Variante de l'alimentation représentée par la figure 7, avec thyratrons « miniature » RL21 (ou 2D 21). (Document « La Radiotechnique » - Coprim - R. T.C. - Laboratoire d'Applications).

DÉTECTEUR ÉLECTRONIQUE DE FUMÉE

L'emploi d'un détecteur de fumée est très utile, spécialement dans les petites usines où le personnel chargé de l'entretien s'occupe à la fois du chauffage et de l'entretien des machines. Cet appareil attire, l'attention sur la production de fumées excessives.

La **figure 9** représente le schéma d'une installation très simple et économique, comportant une cellule photo-électrique et un thyratron.

Le fonctionnement de ce détecteur est le suivant: Supposons tout d'abord que la cellule photo-électrique ne soit pas éclairée. Dans ces conditions, une tension alternative, en opposition de phase avec la tension anodique, prise sur le diviseur de tension constitué par les résistances R4 et R7, est appliquée sur la grille de commande du thyratron et celui-ci ne s'amorce pas. Si, au contraire, la cellule est éclairée, elle débite et un courant circule dans la résistance de charge R6, déterminant une chute de tension dont les polarités sont indiquées sur le schéma: une tension positive est ainsi appliquée sur la grille du thyratron; celui-ci s'amorce alors.

Dans ces conditions:

a) En l'absence de fumée, tout le flux lumineux émis par la lampe à incandescence E3 vient frapper la cellule placée en face de la lampe, dans la cheminée. Le thyratron s'amorce et allume la lampe de panneau verte E1.

b) Si la lumière fournie par E3 est interrompue, ou simplement partiellement interceptée par une fumée épaisse, le thyratron se désamorce, ce qui provoque, simultanément, l'extinction de la lampe verte et l'allumage de la lampe rouge E2. Cette dernière est combinée avec un dispositif d'alarme, sonore ou visuel, qui donne l'alerte.

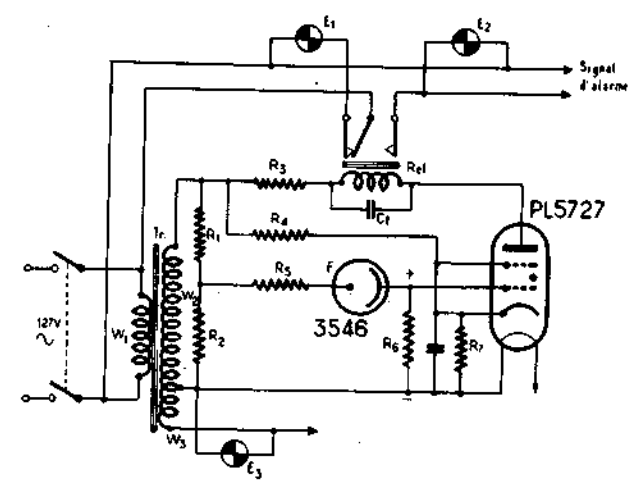


Fig. 9 - Détecteur électronique de fumée (document « la Radiotechnique » - Coprim R.T.C. - Laboratoire d'Applications).

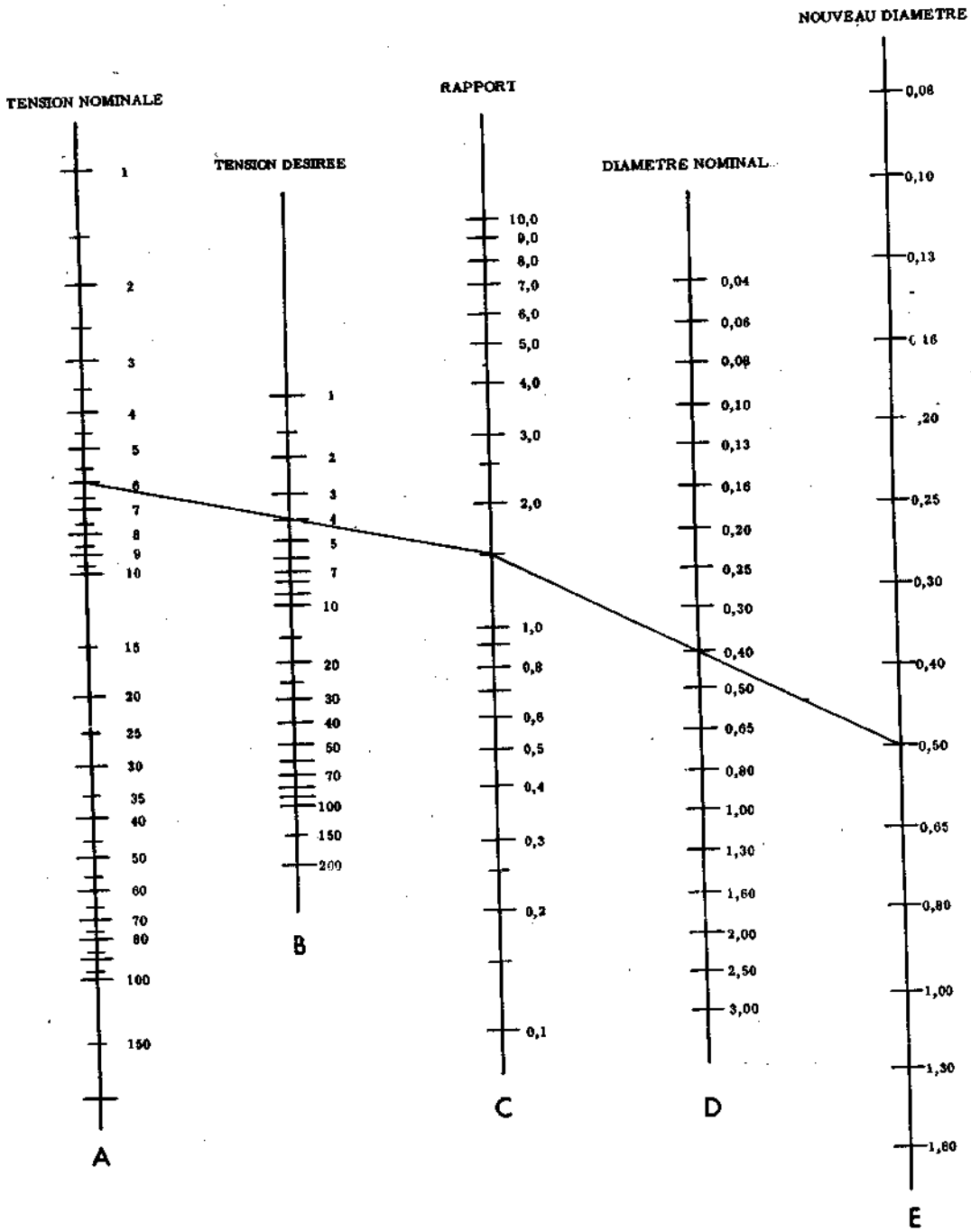
Nomenclature des composants

R_1 = 1 MΩ - 1 W
R_2 = 0,4 MΩ - 1 W
R_3 = 10 kΩ - 2 W
R_4 = 40 kΩ - 5 W
R_5 = 1 MΩ - 1 W
R_6 = 1 MΩ - 1 W
R_7 = 2,2 kΩ - 1 W
C_1 = C_2 = 0,5 μF
E_1 = lampe verte
E_2 = lampe rouge
E_3 = lampe d'excitation 6,3 V - 3 ou 4 A

Les caractéristiques du transformateur d'alimentation sont les suivantes:

W_1 = 127 ou 220 Veff.
W_2 = 250 V - 40 mA
W_3 = 6,3 V - 5 A

TABLEAU 95 — ABAQUE du REBOBINAGE d'un RELAIS



Dans l'activité d'un amateur de radio-commande, il peut arriver que l'on doive utiliser un relais réalisé d'une façon particulière, en l'adaptant au fonctionnement avec une tension différente de celle pour laquelle il a été construit.

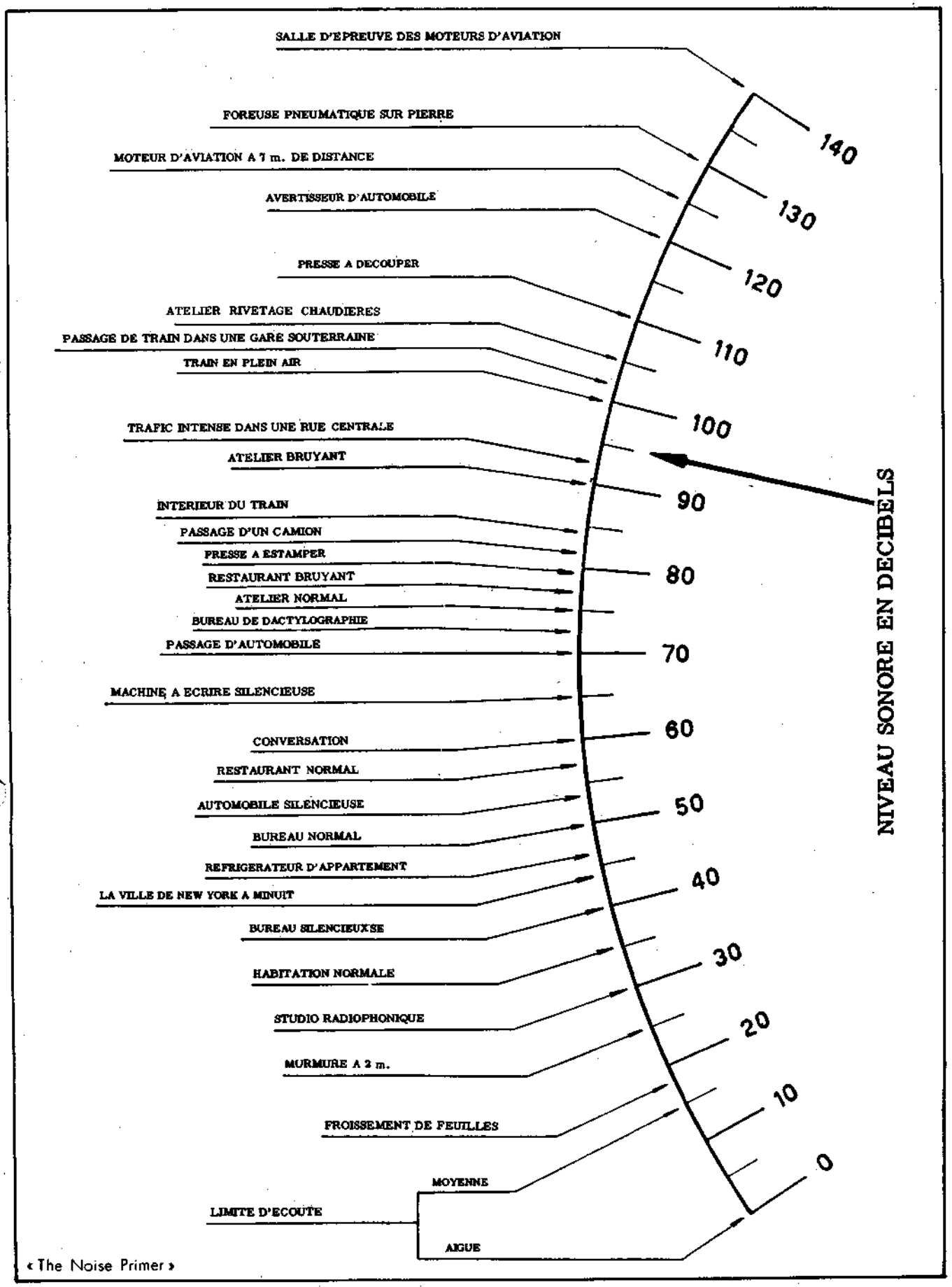
L'abaque représenté ci-dessus est très utile dans ce cas, parce qu'il permet de connaître rapidement le diamètre du fil nécessaire pour refaire le bobinage, sans en faire le calcul — par ailleurs assez complexe — sur la base du facteur **ampère-tour** et la résistance mécanique de l'équipage mobile.

Une fois connus la tension de fonctionnement et le diamètre du conducteur avec lequel le bobinage a été réalisé, on procède comme suit: sur la colonne A on repère la tension actuelle de fonctionnement et sur la colonne B la tension à laquelle on désire adapter le relais. En joignant les points correspondants par une droite, prolongée vers la droite, on repère sur la colonne C la valeur du rapport entre les deux tensions. A partir de ce point, on trace une seconde droite, toujours prolongée vers la droite, jusqu'à ce que l'on rencontre la colonne E en passant par le point correspondant au diamètre actuel du conducteur, sur la colonne D. La valeur repérée sur cette colonne E, représente la nouvelle section du fil.

Dans l'exemple choisi, la tension originale est de 6 volts, la nouvelle tension s'élève au contraire à 4 volts, avec un rapport de 1,5. Avec un diamètre original du conducteur (en millimètres), égal à 0,40, le bobinage doit être refait avec un conducteur de 0,50. Le nombre de spires dépend exclusivement de l'espace disponible sur le support, avec une approximation suffisante.

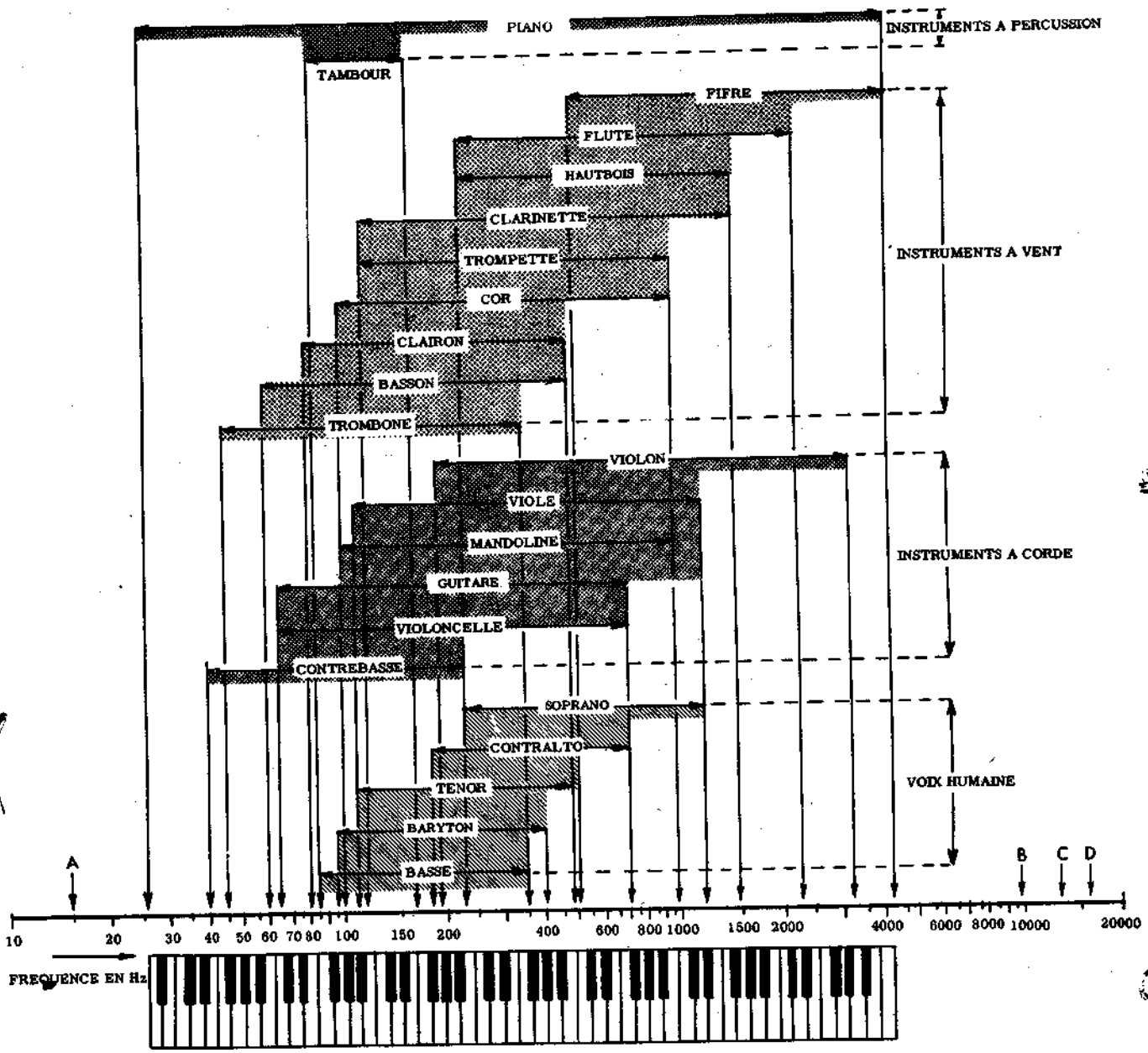
TABLEAU 96 — NIVEAU MOYEN des SONS de DIFFERENTES SOURCES SONORES

On a représenté ici les niveaux moyens des sons provenant de différentes sources sonores, relevés avec un phonomètre de la « General Radio » et comparés au seuil d'audition d'une oreille normale.



« The Noise Primer »

TABLEAU 97 — FREQUENCE de la VOIX HUMAINE et des PRINCIPAUX INSTRUMENTS de MUSIQUE



L'étude des circuits d'amplification sonore, des appareils de reproduction (haut-parleur, écouteurs, « basse reflex », etc...) et des amplificateurs à haute fidélité, nous a fait souvent considérer la gamme de fréquences de sons perceptibles par l'oreille humaine.

Le graphique, regroupe les fréquences approximatives des notes de musique ainsi que la gamme des fréquences entre lesquelles sont compris les sons qui peuvent être produits par les principaux instruments musicaux, comme par la voix humaine, d'après la classification dans l'échelle musicale.

Son utilité apparaît dans le domaine de l'étude des amplificateurs de basse fréquence et de tous les appareils qui s'y rapportent. Pour obtenir une reproduction fidèle, il est nécessaire que les sons puissent être reproduits au moins jusqu'au dixième harmonique. En réalité, les harmoniques de quelques instruments musicaux et de la voix humaine elle-même, sont en nombre beaucoup plus grand, toutefois, comme on le remarque en observant le graphique, ils ne peuvent pas être tous reproduits.

Si nous considérons la note la plus grave d'une contrebasse, qui a une fréquence d'environ 40 Hz, il est évident que n'importe quel harmonique de cette fréquence rentre dans la gamme de sensibilité de l'oreille humaine. En effet, pour atteindre la limite maximum de 16 000 Hz, on devrait se préoccuper du 400ème harmonique. Même par rapport à la note la plus élevée d'un soprano, qui est de l'ordre de 1 000 Hz, l'harmonique le plus élevé qui rentre dans la gamme audible est le 13ème, qui est, d'une intensité tout-à-fait négligeable.

En considérant au contraire le cas limite de la note la plus élevée du piano (environ 4 000 Hz), l'harmonique le plus haut qui puisse être perçu, est le 4ème qui correspond justement à 16 000 Hz.

Donc lorsque la fréquence augmente, la fidélité de reproduction diminue progressivement.

Les lettres correspondant aux flèches verticales représentent la fréquence minimale audible (A), la maximale pour les personnes âgées (B), pour les personnes adultes (C), et enfin pour les personnes jeunes (D).