

27

votre Carrière

REVUE de TECHNIQUE RADIO

magazine des futurs électroniciens



hebdomadaire pour la formation professionnelle - 2 - 9 septembre 1965 - le numéro 1,60 F.

SUISSE 1,70 FS
BELGIQUE 23 FB
MAROC 1,85 Dh

ALGERIE 1,80 FA
TUNISIE 1,70 M
ALLEMAGNE 1,80 DM

GRANDE - BRETAGNE 3,5 sh
CANADA 50 cts
U.S.A. 50 cts

voire Carrière

revue hebdomadaire

DIRECTION - ADMINISTRATION - ABONNEMENTS: Editions CHIRON - 40, rue de Seine
Tél. 633.18-93 - Paris (6^e) - C.C.P. 53-35.



La revue est en vente aux kiosques, chaque semaine: si le kiosque en est démuné, demandez l'envoi hebdomadaire directement à votre domicile.

Directrice: *Mme Etienne Chiron.*

Secrétaire de rédaction: *J. Lavergne*

ABONNEMENTS

Les abonnements peuvent être souscrits en cours d'année, à n'importe quelle date. Les numéros déjà parus au moment de la souscription seront envoyés en une seule expédition.
France - 1 an (52 numéros) = 70 F;
6 mois (26 numéros) = 38 F. -
Etranger - 1 an = 90 F - Si vous possédez déjà des numéros, vous pouvez déduire la somme de 1,20 F par numéro.

S'adresser aux Editions CHIRON - rue de Seine, 40 - Paris - C.C.P. 53-35.

Les anciens numéros peuvent être commandés séparément au prix unitaire (1,60 F).

Aucun envoi contre remboursement.

RENSEIGNEMENTS

Toute demande de renseignements doit être accompagnée d'une enveloppe timbrée à votre adresse.

S'adresser: Editions CHIRON - rue de Seine, 40 - Paris.

PUBLICITE

PUBLEDITEC - 13, Rue C. Lecocq
Tél. 250.88-04 et 88-05 - Paris, 15^e

Cette Revue sera contrôlée par l' O. I. D.

DISTRIBUTION

Nouvelles Messageries de la Presse Parisienne - 11, Rue Réamur - Paris.

COPYRIGHT

Dépôt légal éditeur 34 - 2^e trim. '65
Periodique N. 42 905 à la Commission Paritaire de la Presse.

Tous droits de reproduction, même partielle, réservés pour tous pays.

Sommaire

★ Courrier technique	page 2
★ Equipement de la Maison de l'O.R.T.F. de Paris	» 3
★ Génération d'oscillations modulées en fréquence	» 5
★ Etude et mise au point d'un récepteur F.M.	» 14
★ Questions sur les 79 ^{ème} et 80 ^{ème} leçons	» 23
★ Réponses aux questions de la leçon précédente	» 23
★ Montages Radio « Decal »	» 24
★ Nomogramme pour le calcul rapide des diviseurs de tension	» 27
★ Dictionnaire Anglais-Français d'Electronique	» 29

Courrier technique

Y. BOMMARD (Côte d'Or) - Les condensateurs variables d'accord des récepteurs radio, sont toujours à deux cases, les gammes d'ondes couvertes sont sensiblement les mêmes, et pourtant leurs dimensions se sont « miniaturisées ».

Comment a-t-on fait ?

La question intéresse vraiment ceux qui étudient.

Plusieurs progrès ont été réalisés dans des domaines différents:

1 - Tout d'abord, une gamme d'ondes, c'est-à-dire un intervalle de fréquences assez étendu, n'est pas forcément couverte par une valeur de capacité totale donnée.

Ce qui compte, c'est la variation de capacité, mais elle est différente selon que les capacités fixes du circuit sont plus ou moins élevées; car avec un condensateur variable à « zéro », il y a quand même une capacité de départ sérieuse: la capacité répartie du bobinage, les capacités entre connexions et masse, la capacité interne du tube ou du transistor attaqué par le circuit, etc...

En diminuant au maximum la capacité « résiduelle », ce que l'on obtient plus facilement de nos jours grâce aux composants réduits, aux transistors, etc... on diminue aussi l'importance de « l'excursion » de capacité nécessaire pour couvrir une gamme de fréquences donnée.

On « couvrait » de 1 500 à 550 kHz, soit de 200 à 545 mètres de longueur d'onde, avec un condensateur variable de 500 picofarads (on disait 0,5/1 000 de microfarad) de capacité totale, la variation étant de 460 picofarads.

On couvre la même gamme, même plus étendue: 1 620 à 550 kHz (185 à 545 mètres) avec une variation de capacité de 380 picofarads.

Voici la formule, peu connue des étudiants:

$$C_v = \frac{d(F^2 - f^2)}{f^2}$$

dans laquelle C_v est la variation nécessaire en picofarads, d est le total des capacités résiduelles « au départ » (condensateur variable à zéro), F^2 est le carré de la fréquence la plus élevée, f^2 est le carré de la fréquence la moins élevée.

2 - On a décidé d'utiliser, le plus souvent, une case de condensateur à capacité réduite pour l'oscillateur du changement de fréquence au lieu de restreindre l'effet de sa variation par un ajustable en série dit « padding » selon l'ancienne formule.

Le signal capté ayant une fréquence f , il faut faire « battre » avec lui un signal local, créé par l'oscillateur de fréquence $f + 455$ kHz (valeur d'accord des étages à fréquence intermédiaire qui suivent).

Si la gamme couverte va de F à f pour le circuit d'entrée HF, elle doit aller de $F + 455$ à $f + 455$ pour l'oscillateur. Comme les fréquences sont plus élevées pour l'oscillateur, l'application de la formule précédente montre qu'il faudra beaucoup moins de variations de capacité. On le « retardait » dans sa variation par un condensateur en série. Aujourd'hui, on préfère mettre moins de lames.

Exemple:

accord: 490 pF; oscillateur 220 pF

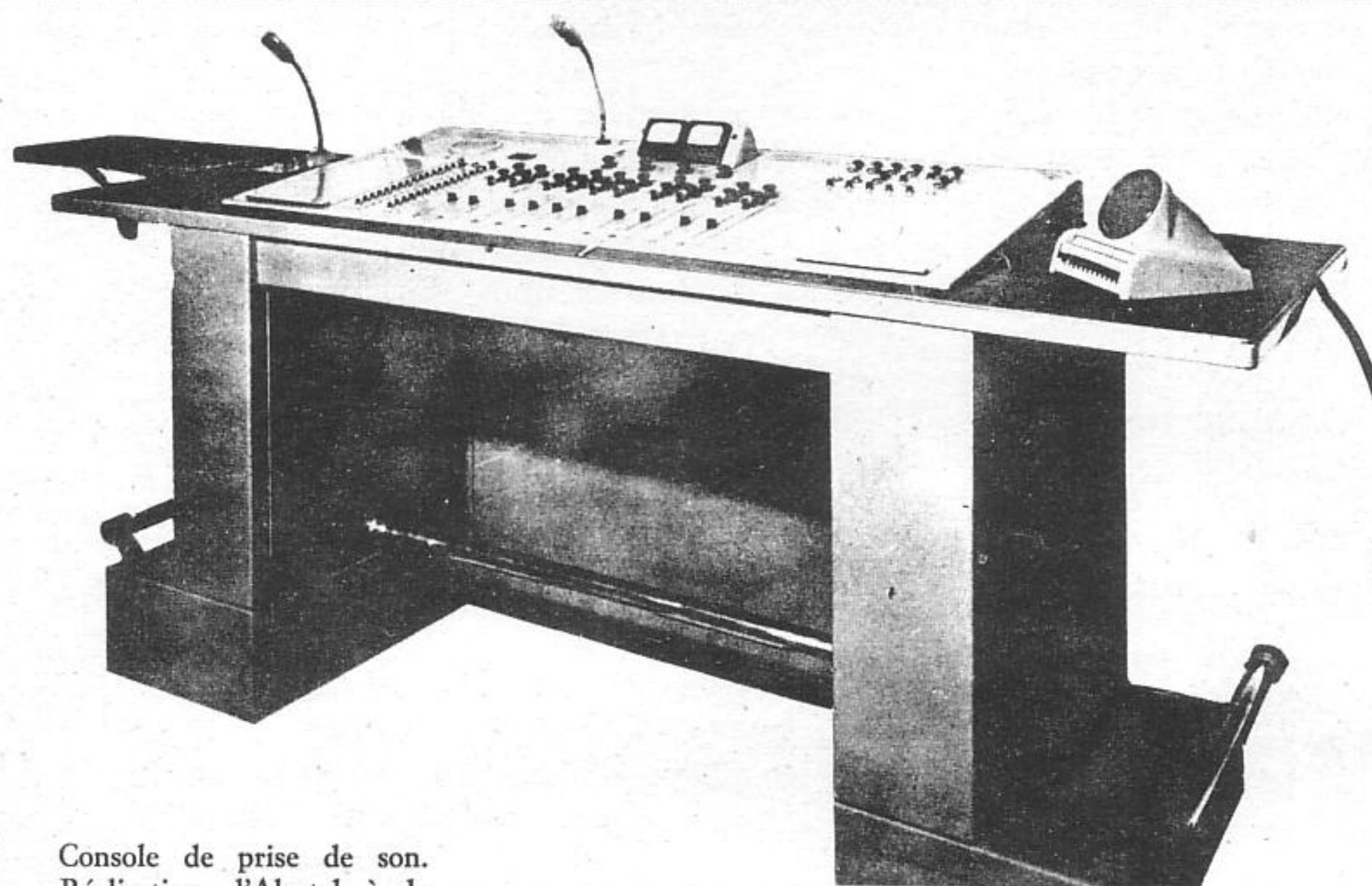
accord: 280 pF; oscillateur 120 pF

3 - On a pu, grâce aux machines de précision, assembler les lames avec un intervalle d'air plus faible; d'où même capacité avec surfaces plus petites.

4 - Certains condensateurs variables « à air » ne sont plus seulement à air.

On a réussi à mettre une pellicule

(suite page 31)



Console de prise de son.
Réalisation d'Alcatel à la
Maison de l'O.R.T.F. de Pa-
ris.

L'équipement de la Maison de l'O.R.T.F. de Paris

(voir aussi N° 23)

EQUIPEMENT TYPE D'UNE CABINE DE PRISE DE SON

LA CONSOLE DE PRISE DE SON

A chaque studio est associée une cabine de prise de son. Devant une large glace qui lui donne vue sur le studio, l'opérateur dispose d'une console de prise de son qui porte les amplificateurs de mélange (utilisés en amplificateurs d'entrée ou en amplificateurs intermédiaires), les correcteurs éventuels, et toutes les commandes d'exploitations nécessaires.

Les amplificateurs d'entrée de la console sont répartis, d'après la nature de leurs sources, en deux ou trois groupes: un groupe affecté aux machines de lecture, les autres aux prises de microphones réparties dans le studio. Chaque groupe alimente un amplificateur intermédiaire et l'ensemble des amplificateurs intermédiaires alimente l'amplificateur de ligne. Cette structure de chaîne donne à l'opérateur la possibilité de régler le niveau de chaque source et le niveau de chaque groupe.

Les amplificateurs d'entrée possèdent, outre la sortie directe (ou de ligne), deux sorties supplémentaires :

- une sortie desservant une « chambre d'écho » qui permet d'obtenir des effets de réverbération sonore,
- une sortie desservant un ensemble de sonorisation (retour d'écoute, bruitage, sonorisation de l'immeuble ou de l'enceinte réservée au public, etc.).

L'équipement de la console est complété par un dispositif distinct qui permet la signalisation, d'une part, entre la « cabine son » et la « cabine programme » (le plus souvent le pupitre « dispatching » de la Salle Technique) et, d'autre part, entre la « cabine son » et le

« studio ». En particulier, ce dispositif commande, par l'intermédiaire d'un coffret à relais contacteur: la mise sous tension de l'installation, les feux de studio, les feux de portes, les feux conventionnels du studio, un vibreur, la mise en service du réseau d'ordres.

L'ARMOIRE D'ALIMENTATION

La console de prise de son est reliée par un câblage fixe à « l'armoire d'alimentation » qui contient un équipement qui complète celui du pupitre, à savoir :

- les amplificateurs de ligne,
- les préamplificateurs des microphones,
- les alimentations des microphones électrostatiques,
- les alimentations des amplificateurs de mélange,
- l'amplificateur d'ordres.

Les blocs de lecture et d'enregistrement

De part et d'autre de la console de prise de son, sont disposés les meubles de lecture de disques et les meubles de magnétophones, dont le démarrage est télécommandé à partir de la clé de l'amplificateur d'entrée correspondant, sur la console de prise de son.

Equipements divers

L'équipement de la cabine est complété par un meuble d'écoute (un second meuble d'écoute se trouve dans le studio), et par un réseau de transmission d'ordres entre cabine et studio.

Les cabines de programmes

L'enchaînement des programmes entre les divers studios d'un Centre, ou entre les studios d'un Centre et les sources extérieures de modulation est effectué

par une cabine dite « cabine de programme ». Cette cabine est, dans les Centres importants, conçue et affectée en permanence pour cet usage. Dans d'autres Centres, la fonction de cabine de programme peut être assurée par une des cabines de prise de son.

L'équipement des cabines de programme et la conception des consoles sont évidemment adaptés aux fonctions particulières assurées; notamment, il est possible à l'opérateur de télécommander à partir de sa console, le dispositif de commutation automatique de la Salle Technique, ce qui lui permet de prendre les différentes sources sans intervention de l'opérateur de la Salle Technique.

ALIMENTATION ELECTRIQUE D'UN ENSEMBLE STUDIO CABINE

Un ensemble studio-cabine requiert dans tous les cas les sources d'alimentation suivantes:

- secteur alternatif 127 V 50 Hz ou 220 V 50 Hz,
- secteur alternatif 220 V 50 Hz pour les meubles de lecture et d'enregistrement,
- secteur continu 48 V pour les signalisations.

Dans le cas de l'ensemble le plus complètement équipé (salle publique ou studio de concert) les consommations sont les suivantes:

- Consommation 127 V 50 Hz - 10 ampères
- Consommation 220 V pour meubles magnétophones
- Consommation 48 V continu - 3,5 ampères

LES CONSOLES DE PRISE DE SON

Une console de Prise de Son comprend deux éléments distincts:

- le pupitre, destiné à recevoir l'ensemble de l'équipement,
- le meuble support, constitué d'une ossature métallique très rigide et d'un habillage en tôle facilement amovible, ce qui permet par exemple la réfection des peintures sans interrompre l'exploitation de la console.

Le pupitre s'encastre dans une baignoire prévue à cet effet sur le meuble support. Ce pupitre est constitué d'éléments assemblables de fonderie d'aluminium dont les formes et les dimensions permettent le montage de n'importe quel type d'équipement de la console. Le pupitre reçoit l'ensemble de l'équipement électronique, câblage interne compris. Cette conception permet, en cours d'exploitation, l'interchangeabilité rapide des pupitres, soit à cause d'une modification de la fonction des studios, soit tout simplement en cas de défaillance.

Le raccordement de la console aux divers câbles de liaison extérieurs est effectué directement sur le pupitre, au moyen de réglettes du type habituellement utilisé sur les réseaux téléphoniques. Ce principe de câblage rationnel permet de distinguer les réglettes de modulation, celles d'énergie, et celles des circuits de signalisation.

Dans ces conditions, le meuble support, réalisé par éléments de tôlerie démontables, ne comporte pas de câblage. Les panneaux amovibles de la partie arrière

donnent accès au chemin d'arrivée des câbles de raccordement. Le branchement du pupitre peut être effectué après implantation définitive du meuble support.

Enfin, le Metteur en Onde dispose d'une platine de signalisation qui lui permet de « correspondre » avec le studio. Cette platine, placée soit à droite, soit à gauche du pupitre, comporte un microphone de transmission d'ordres au studio dont la mise en circuit est indépendante de celui affecté à l'Opérateur de prise de son.

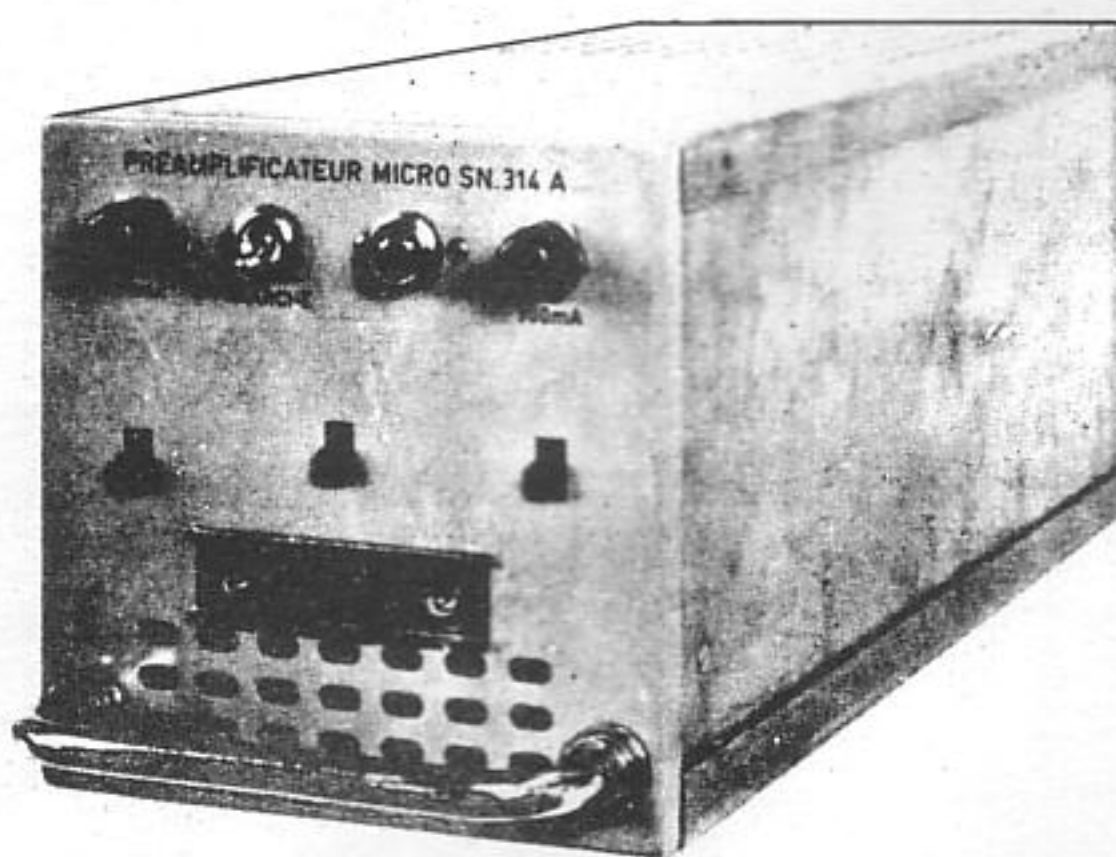
La disposition généralement retenue pour les organes supportés par le pupitre est la suivante:

- les quatre séries d'amplificateurs (3 groupes d'entrée - 1 groupe intermédiaire),
- à l'extrême gauche, les deux correcteurs de la modulation obtenue,
- à l'extrême droite, sous un panneau, les blocs à douilles du répartiteur d'entrée,
- au milieu, sur l'arrière, les deux vumètres: l'un pour le contrôle de la sortie modulation ou des magnétophones, l'autre pour le contrôle de la réverbération,
- sur l'avant des vumètres, la platine des commutateurs,
- à droite des vumètres, le bloc de signalisation et un microphone d'ordres.

PREAMPLIFICATEUR POUR MICROPHONE

Type RTF SN 314 A

Le préamplificateur type SN 314 A pour microphone électrodynamique est destiné à ramener au niveau standard des sources (—40 dB), le niveau de sortie moyen de —60 dB des microphones électrodynamiques ou à ruban, d'impédance 200 ohms, placés dans une ambiance moyenne (niveau acoustique 90 phones).



Préamplificateur pour microphone

Ce préamplificateur constitue donc le premier maillon de la chaîne d'amplification B.F.

Il est normalement situé dans l'armoire d'alimentation de la cabine de prise de son ou dans un bâti de la Salle Technique. Son alimentation peut être commandée à distance à partir de la console de prise de son ou du pupitre de la Salle Technique.

(suite dans le prochain numéro)

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.

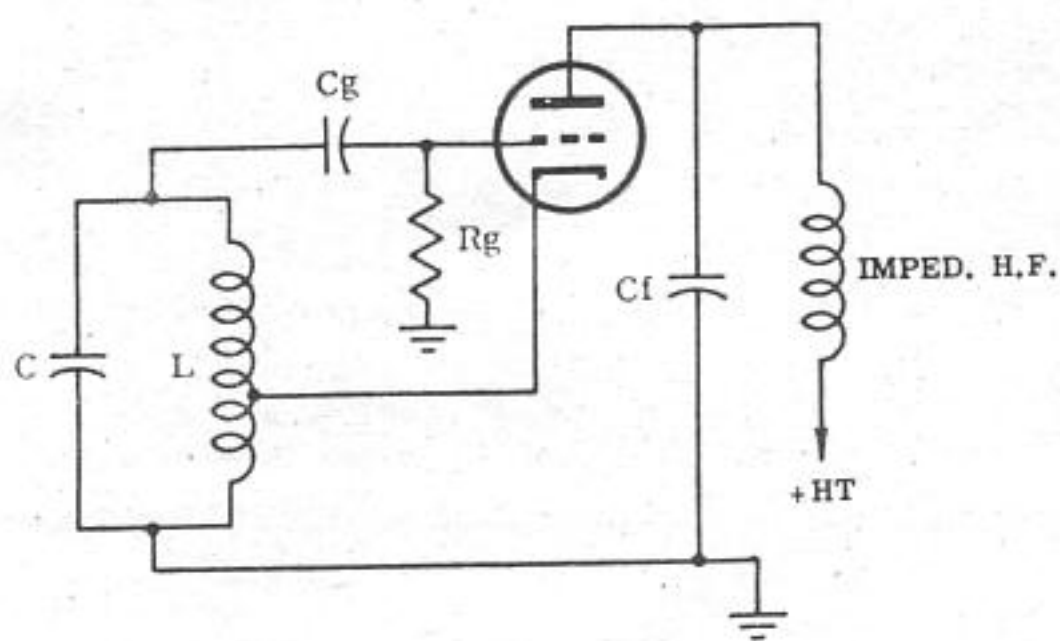


Fig. 1 - Oscillateur Hartley alimenté en parallèle. La réaction est produite par le couplage existant entre les deux parties de L. La fréquence des oscillations varie lorsqu'on fait varier les valeurs de L ou de C.

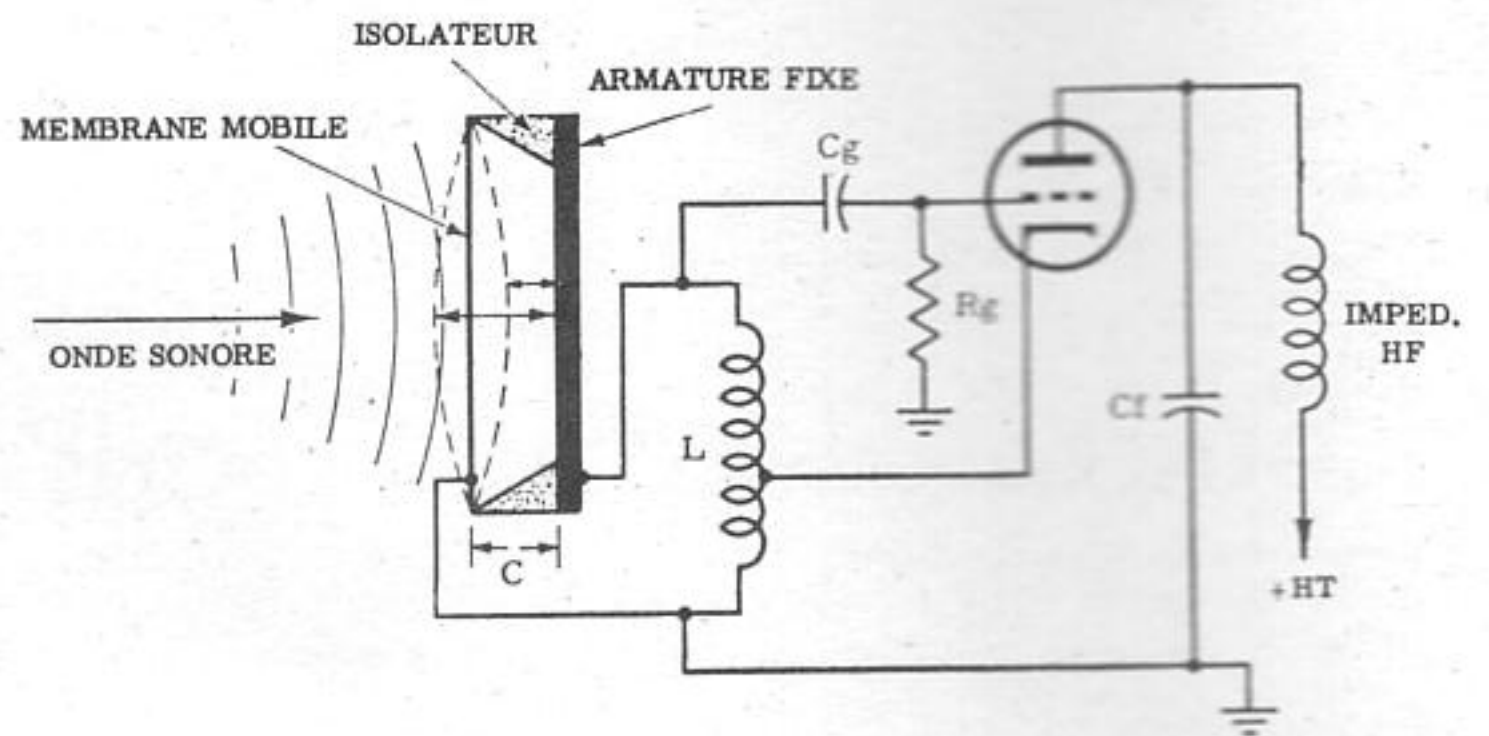


Fig. 2 - Modulation en fréquence d'un oscillateur au moyen d'un microphone électrostatique. Les vibrations de la membrane produisent une variation de la capacité et, en conséquence, de la fréquence des oscillations.

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 réactance 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

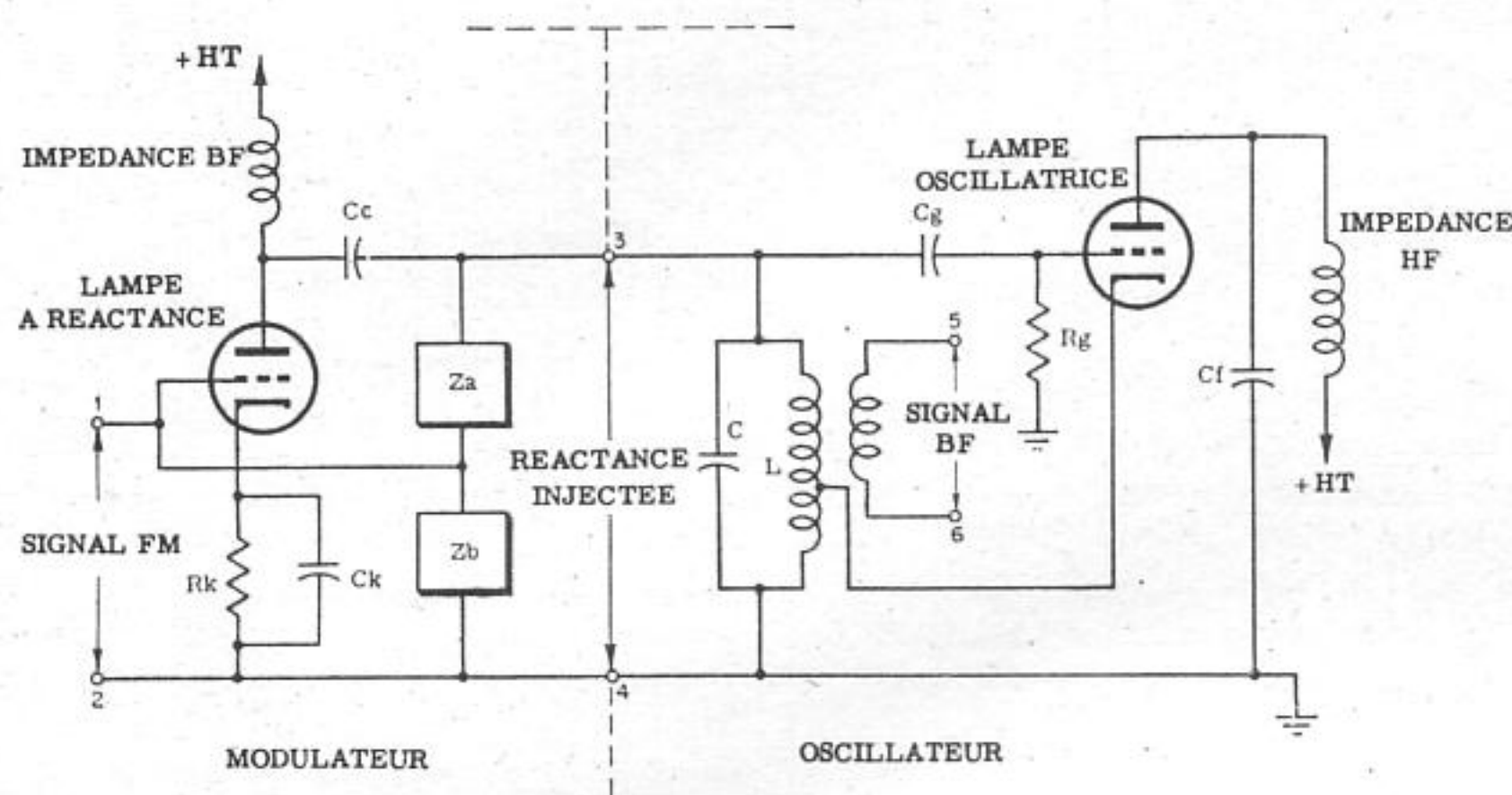


Fig. 3 - Schéma de principe d'un oscillateur à lampe à réactance. Les variations du courant anodique du tube à réactance, sous l'effet du signal BF de modulation, produisent des variations de la réactance de l'impédance de charge anodique, laquelle est branchée en parallèle sur le circuit accordé de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

$$g_m = \Delta i_b : \Delta u_c \quad \text{d'où} \quad \Delta i_b = g_m \times \Delta u_c$$

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,

$$\text{on a :} \quad Z_{ab} = \frac{U_{ab}}{g_m u_c}$$

Cette formule nous montre que l'impédance Z_{ab} 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_c (tension BF) est appliquée aux bornes de l'impédance Z_b faisant partie de l'impédance de charge de la lampe à réactance. Si la tension totale qui se manifeste aux bornes de Z_{ab} est égale à U_{ab} , il en résulte que la tension u_c est, par rapport à U_{ab} , dans le même rapport que Z_b est, à Z_{ab} . Ceci peut s'exprimer par la formule suivante :

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

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

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 :

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

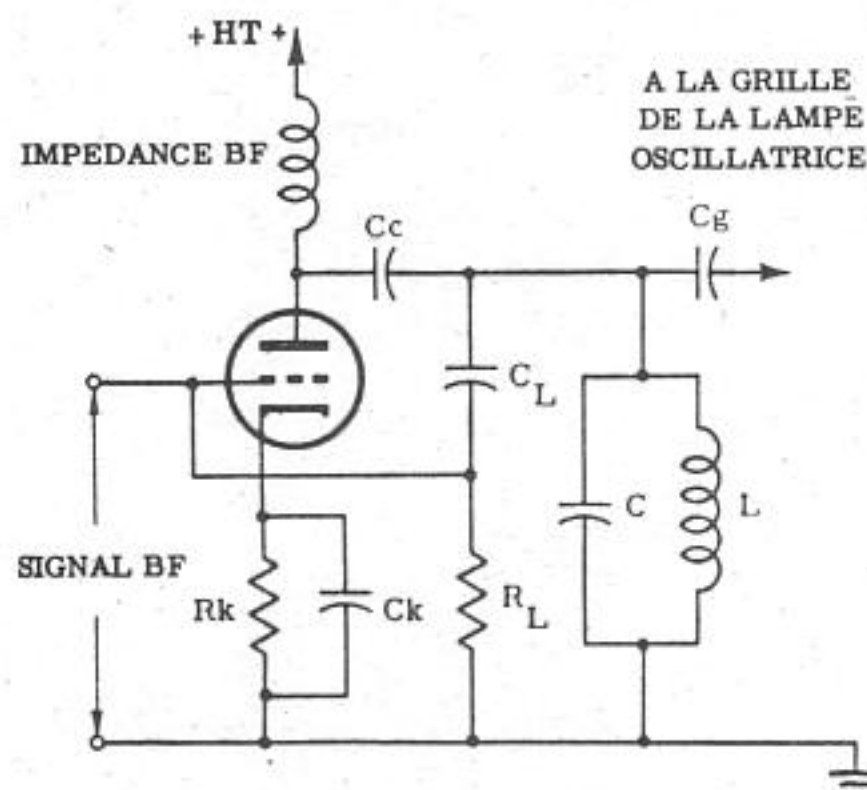


Fig. 4 - Modulateur à réactance. La charge anodique est composée de C_L et de R_L reliés en série et mis en parallèle sur le circuit oscillant. La réactance ainsi obtenue est capacitive.

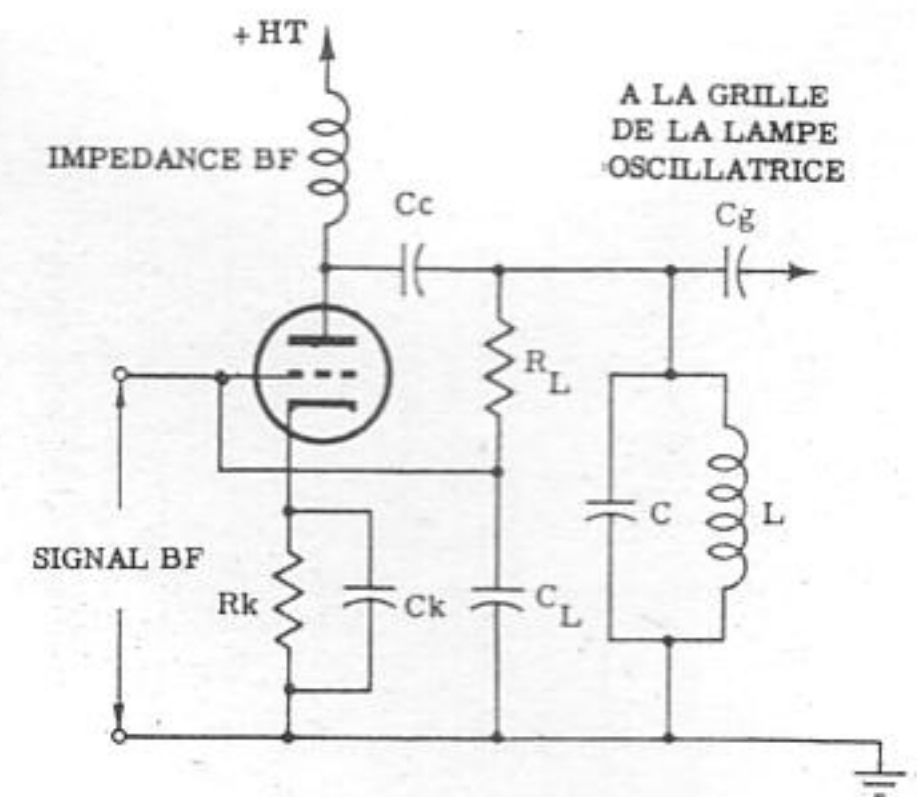


Fig. 5 - Modulateur à réactance du même type que celui de la figure 4, avec la différence que les positions de C_L et de R_L sont interverties. La réactance ainsi obtenue est inductive.

En simplifiant, on obtient l'équation suivante:

$$Z_{ab} = \frac{1}{g_m} \times \frac{Z_a + Z_b}{Z_b}$$

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 Z_a et de Z_b .

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 Z_{ab} désigne l'impédance totale présente aux bornes du circuit oscillant LC, sous l'effet du modulateur à réactance. Z_a et Z_b 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 Z_{ab} 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 Z_{ab} peut se mettre sous la forme:

$$Z_b = \frac{1}{g_m} \left(\frac{Z_a}{Z_b} + \frac{Z_b}{Z_b} \right) \\ = \frac{1}{g_m} \left(\frac{Z_a}{Z_b} + 1 \right) = \frac{1}{g_m} \frac{Z_a}{Z_b} + \frac{1}{g_m}$$

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: Z_a et Z_b . Si l'une quelconque de ces deux valeurs devient réactive, l'expression $1/g_m \times (Z_a : Z_b)$ 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, Z_a plus précisément, soit constitué par une capacité fixe ayant une réactance X_c à la fréquence f . Si Z_b est une résistance ohmique de valeur R , la réactance présentée par le modulateur sera égale à: $X_i = (1 : g_m) (X_c : R)$

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** X_c 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-

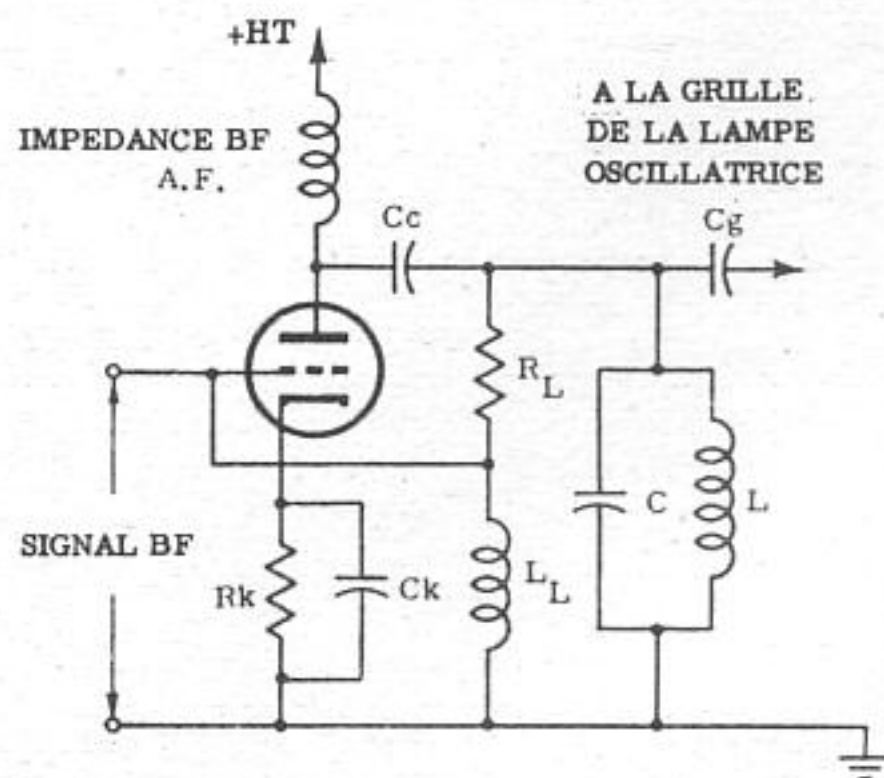


Fig. 6 - Avec cette disposition de R_L et de L_L dans la charge anodique, on obtient encore une fois une réactance capacitive qui varie avec la fréquence du signal BF.

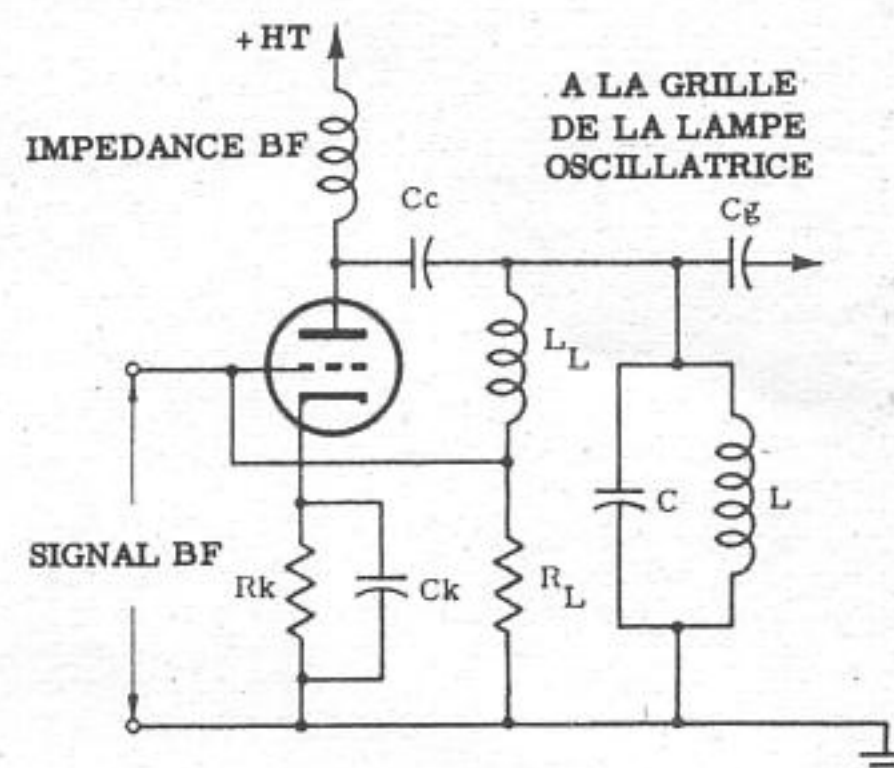


Fig. 7 - Dans ce cas également, par intervention de R_L et de L_L , on obtient une réactance inductive.

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 :

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

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

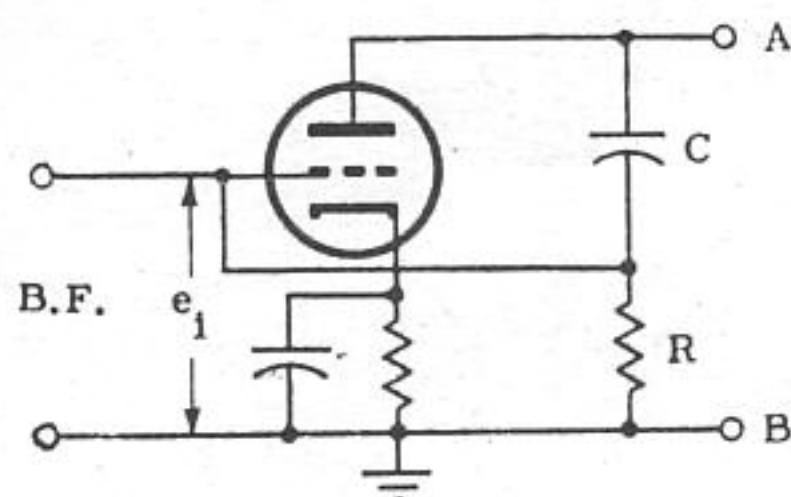
sur le schéma de la figure 4, en l'absence de signal de modulation BF, est analogue à celui d'un condensateur virtuel de capacité C_i placé en parallèle sur le condensateur d'accord du circuit oscillant de l'oscillateur. Les deux capacités s'ajoutent et — en conséquence — provoquent la diminution de 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 :

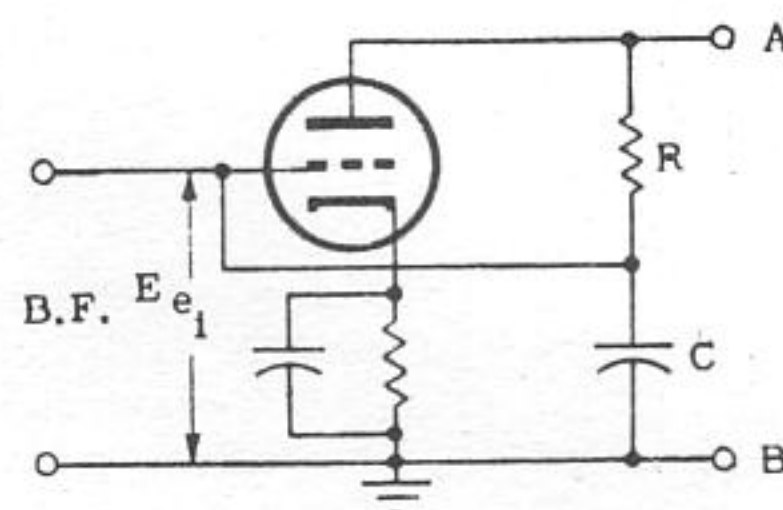
$$C_i = g_m \times C_L \times R_L$$

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.



$$\text{CAPACITE' EQUIVALENTE} = \frac{1}{g_m \times R C}$$

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



$$\text{INDUCTANCE EQUIVALENTE} = C R : g_m$$

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

Éléments 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: $L_i = R_L C_L : g_m$

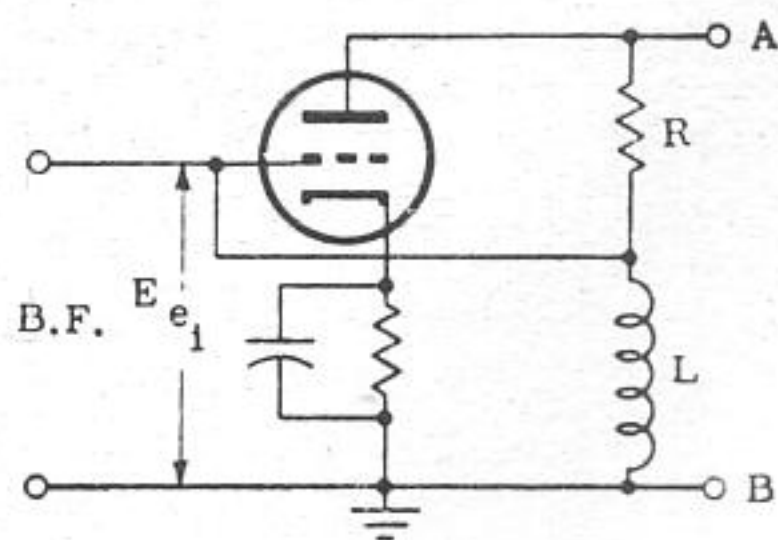
Comme le montre la **figure 6**, on peut également remplacer Z_a par une résistance ohmique de valeur élevée (R_L) et brancher en Z_b une inductance de faible valeur. Dans ce cas, le modulateur introduit une réactance **capacitive** aux bornes du circuit oscillant. La tension de l'oscillateur appliquée 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:

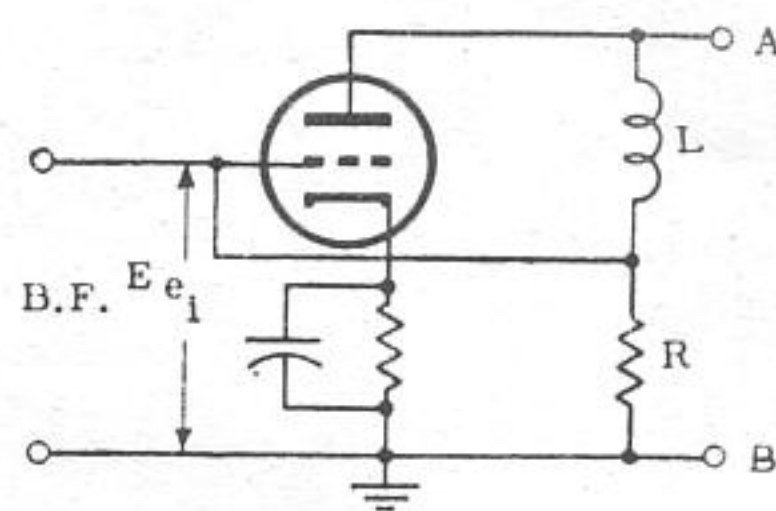
$$C_i = g_m \frac{L_L}{R_L}$$

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:



CAPACITE
EQUIVALENTE $\frac{1}{\omega^2 L_L R} = g_m \times L_L R$

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



INDUCTANCE
EQUIVALENTE $\frac{1}{\omega^2 L_L R} = L_L g_m \times R$

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

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

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 $180 + 90^\circ$, 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-

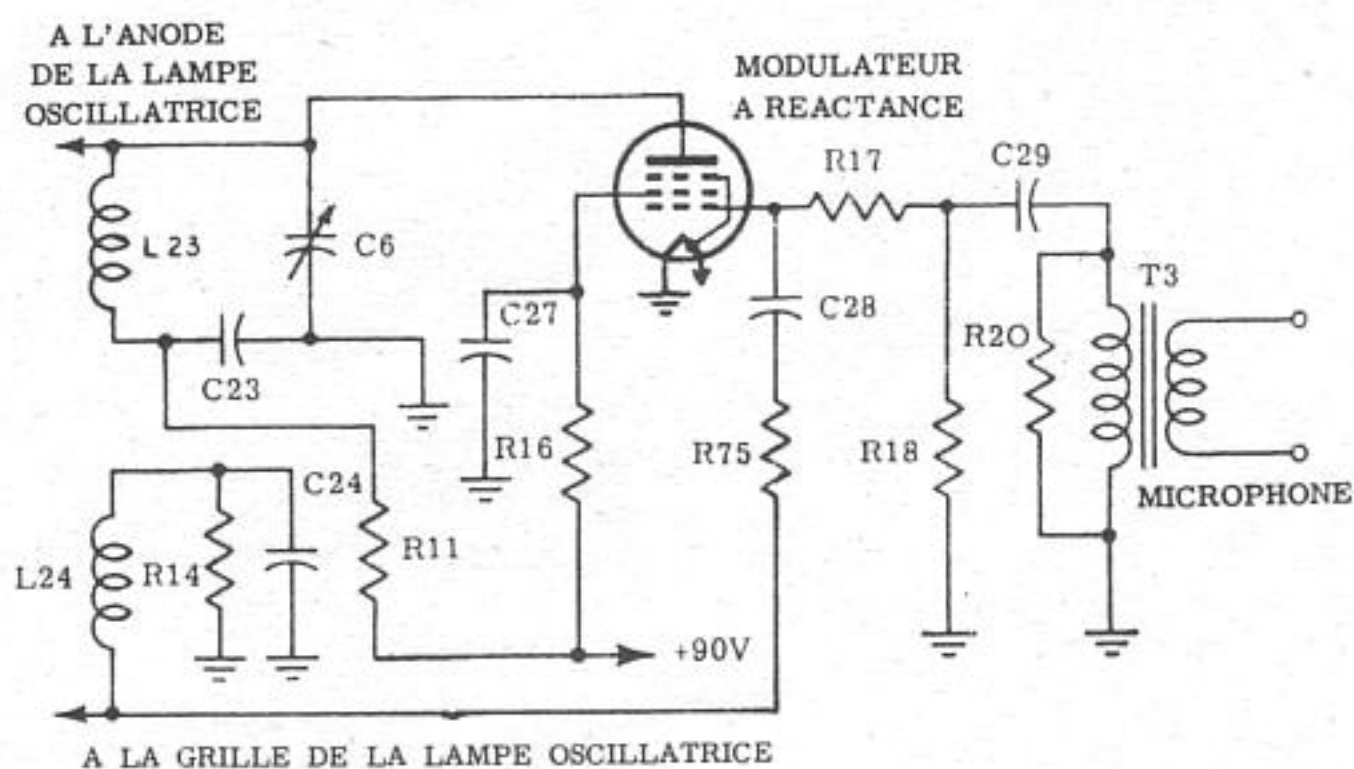


Fig. 9 A - Schéma d'un modulateur à réactance utilisé dans les émetteurs mobiles à modulation de fréquence. La variation de réactance est capacitive.

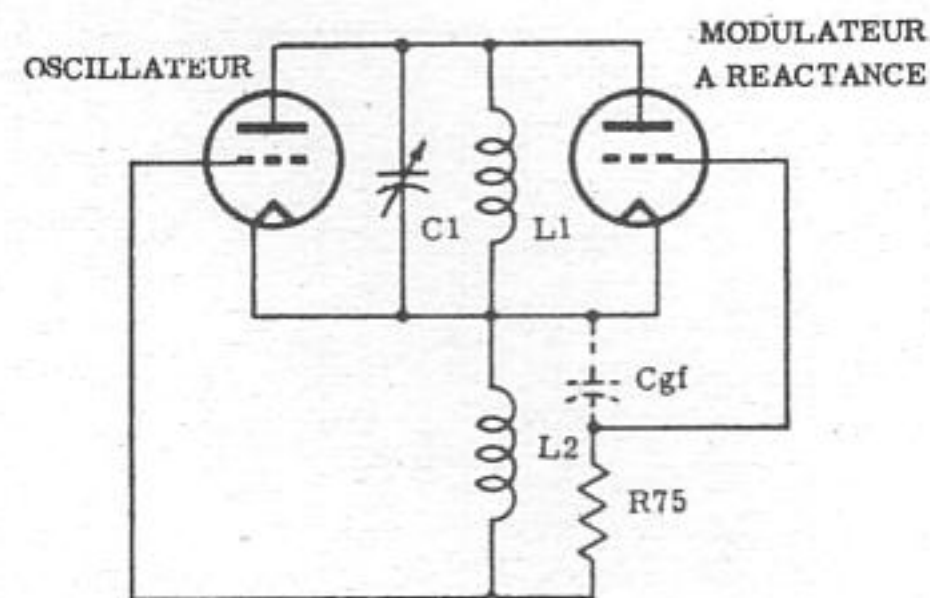


Fig. 9 B - Circuit équivalent au modulateur de la figure 9 A. La capacité C_{gf} est en parallèle sur le circuit accordé $L_1 - C_1$.

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

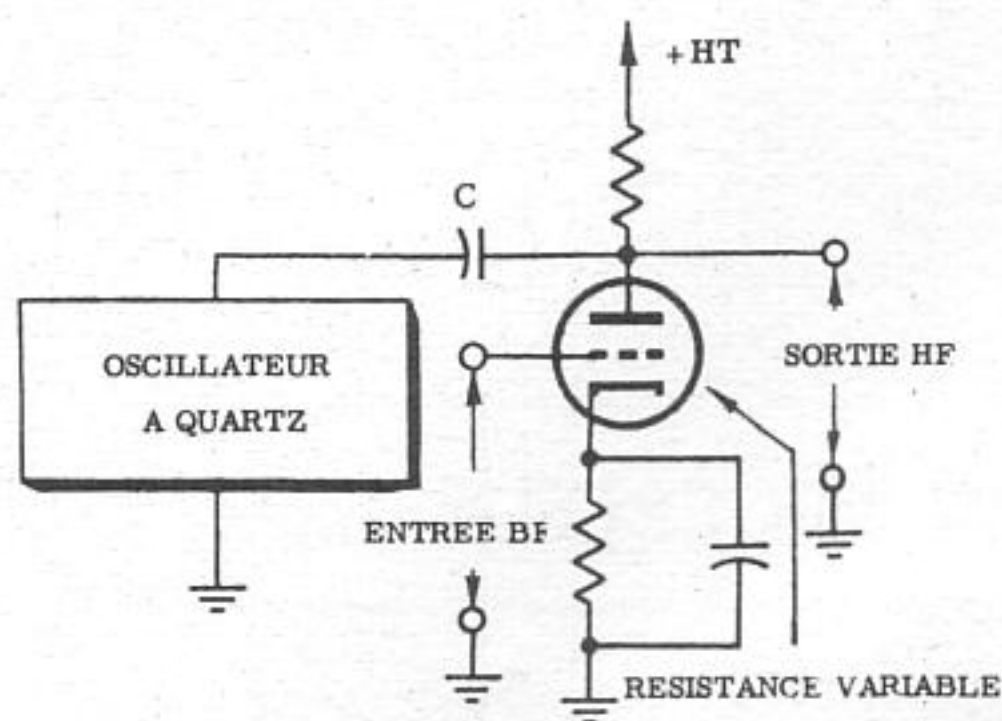


Fig. 10 - Schéma de principe d'un modulateur de phase pour oscillateur à quartz.

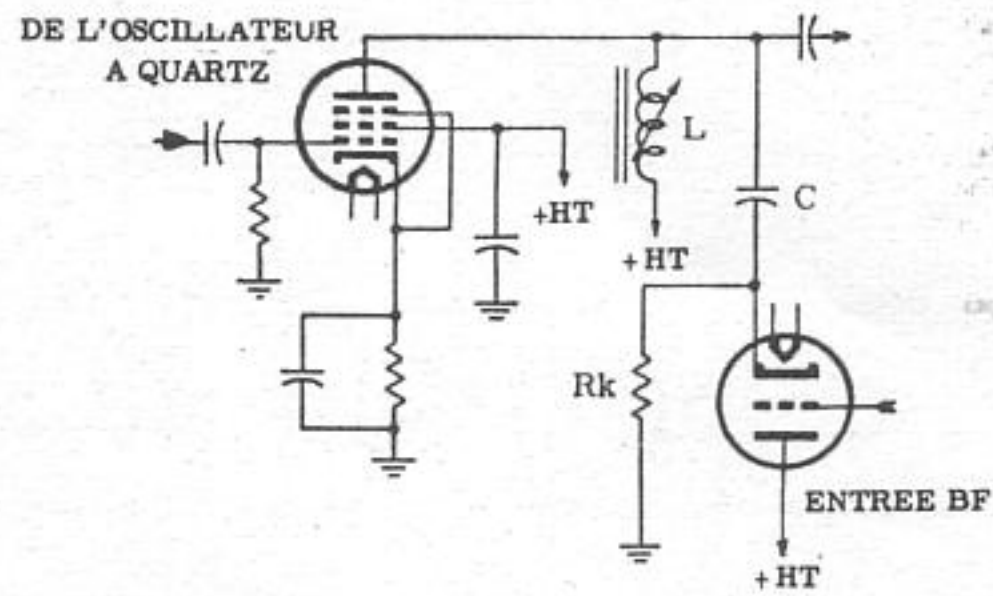


Fig. 11 - Schéma d'un modulateur à modulation indirecte. L'inductance L et la capacité C forment le circuit de déphasage.

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.

Leçon n° 80

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: $1 = 142 : f_m$ dans laquelle, 1 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 rappellera 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 tous points identique 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

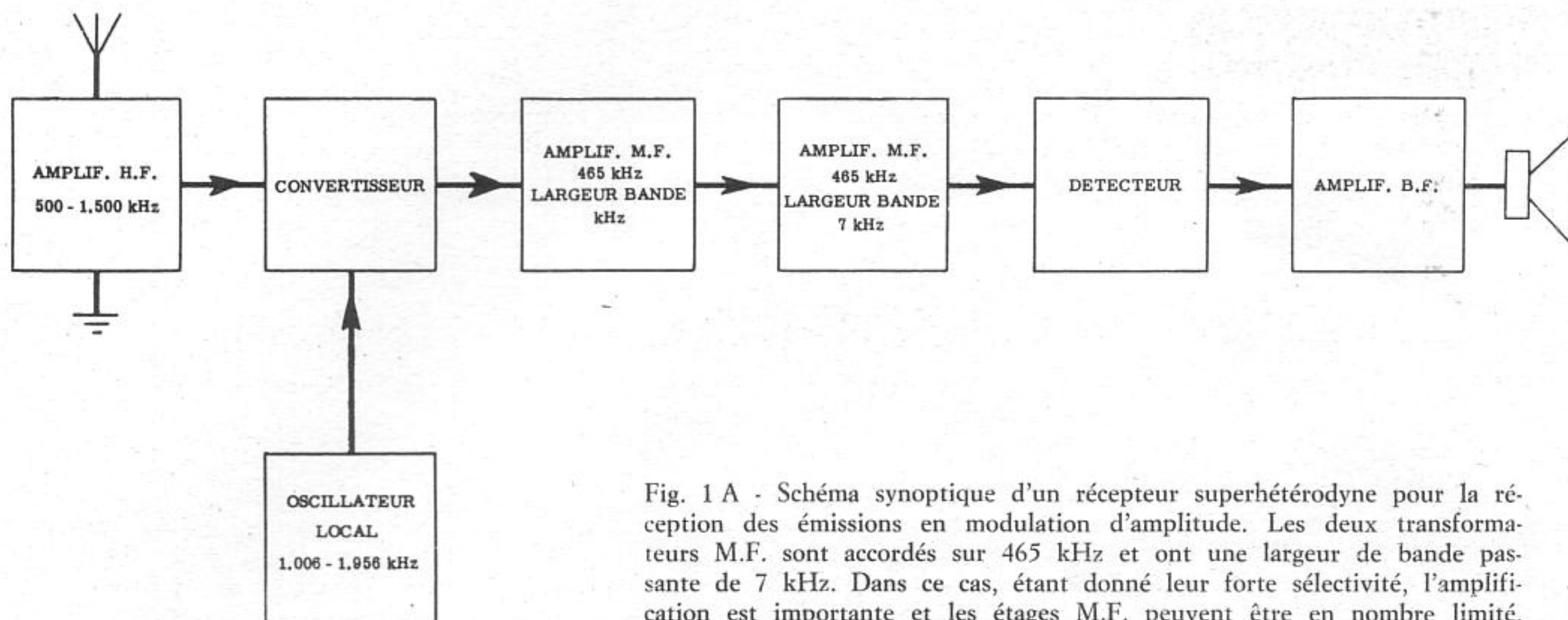


Fig. 1 A - Schéma synoptique d'un récepteur superhétérodyne pour la réception des émissions en modulation d'amplitude. Les deux transformateurs M.F. sont accordés sur 465 kHz et ont une largeur de bande passante de 7 kHz. Dans ce cas, étant donné leur forte sélectivité, l'amplification est importante 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. Étant 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).

Étage 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 fréquen-

ce 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 continu 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

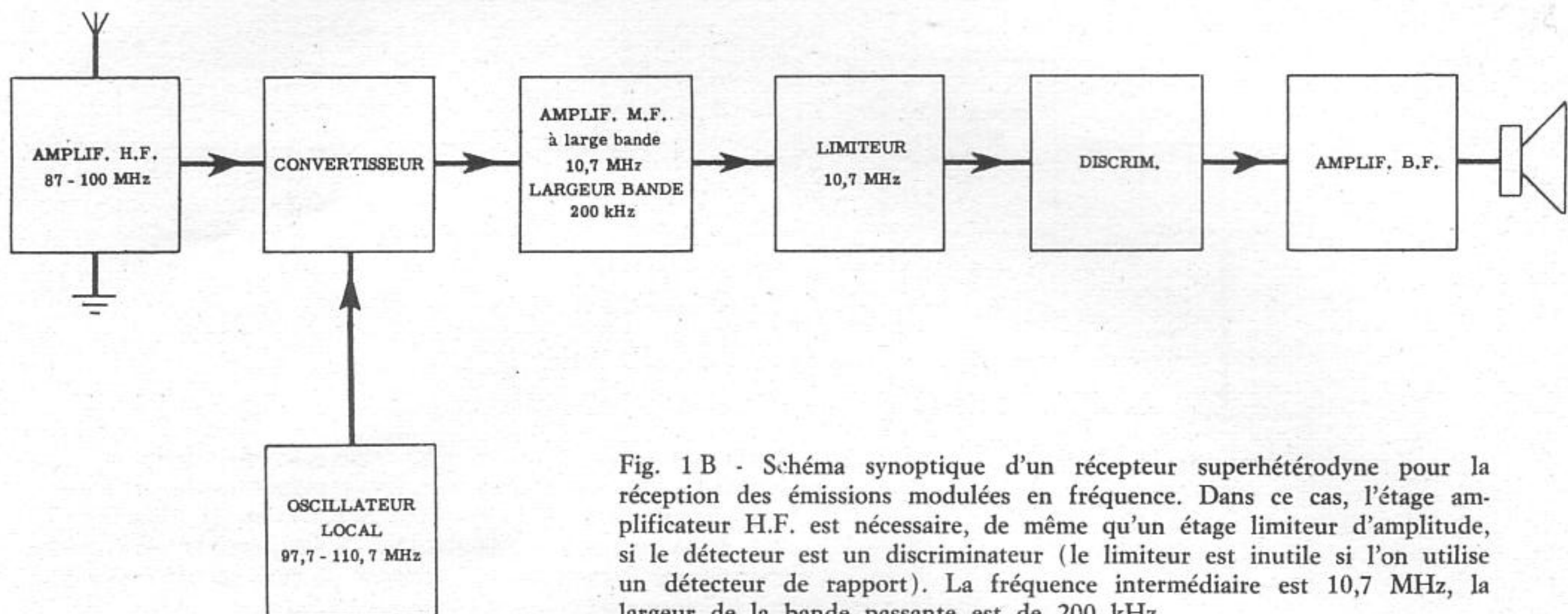


Fig. 1 B - Schéma synoptique d'un récepteur superhétérodyne pour la réception des émissions modulées en fréquence. Dans ce cas, l'étage amplificateur H.F. est nécessaire, de même qu'un étage limiteur d'amplitude, si le détecteur est un discriminateur (le limiteur est inutile si l'on utilise un détecteur 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 tous points semblables aux amplificateurs correspondants des récepteurs A.M. Les derniers étages de ces amplificateurs fonctionnent en li-

miteurs 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 où 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:

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

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,

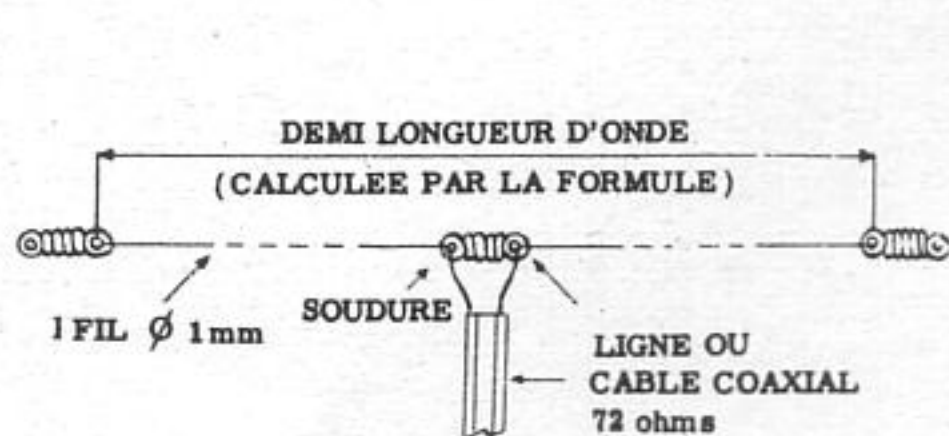


Fig. 2 A - Dipôle pour modulation de fréquence. La longueur totale est égale à la moitié de la longueur d'onde au centre de la bande. L'alimentation se fait par ligne 75 ohms.

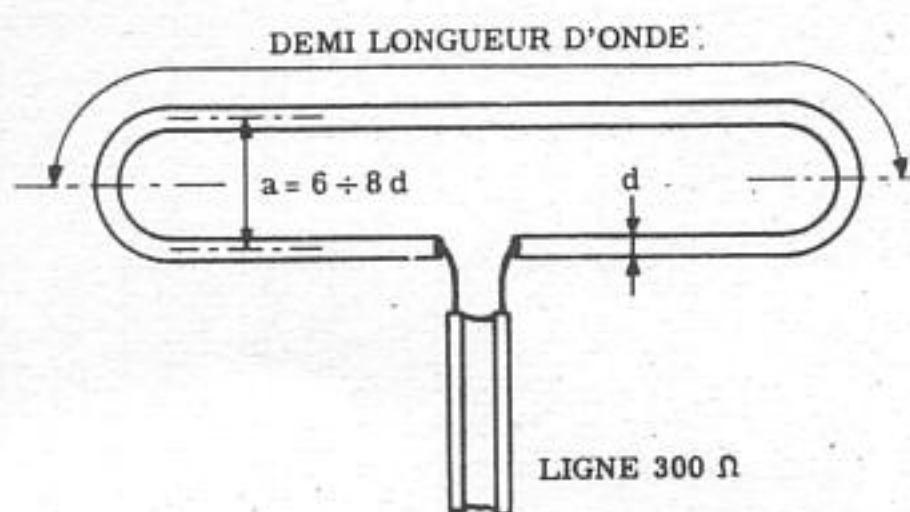


Fig. 2 B - Antenne à dipôle « fermée » pour F.M. Ce type de dipôle présente une résistance d'irradiation qui est à peu près quatre fois celle du dipôle normal.

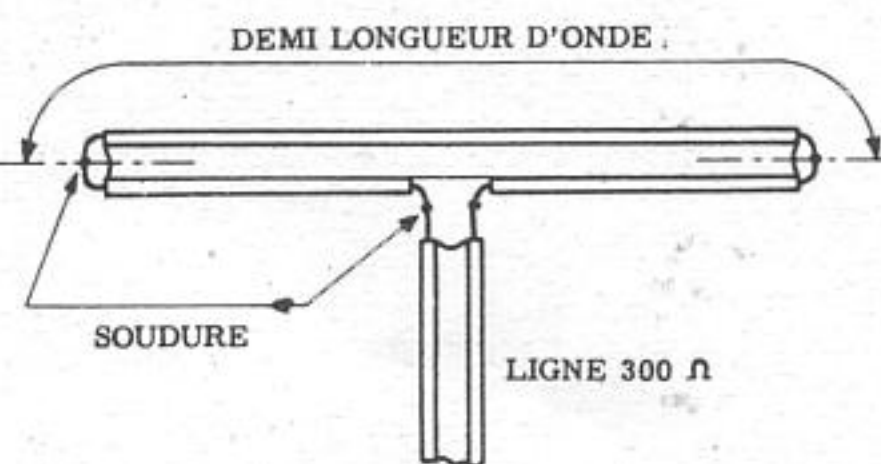


Fig. 2 C - Variante de construction du dipôle fermé de la figure 2 B. Cette antenne peut être réalisée par quiconque, étant donné sa simplicité due à l'emploi d'un morceau de « Twin Lead » coupé à la longueur exacte.

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 fortement 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

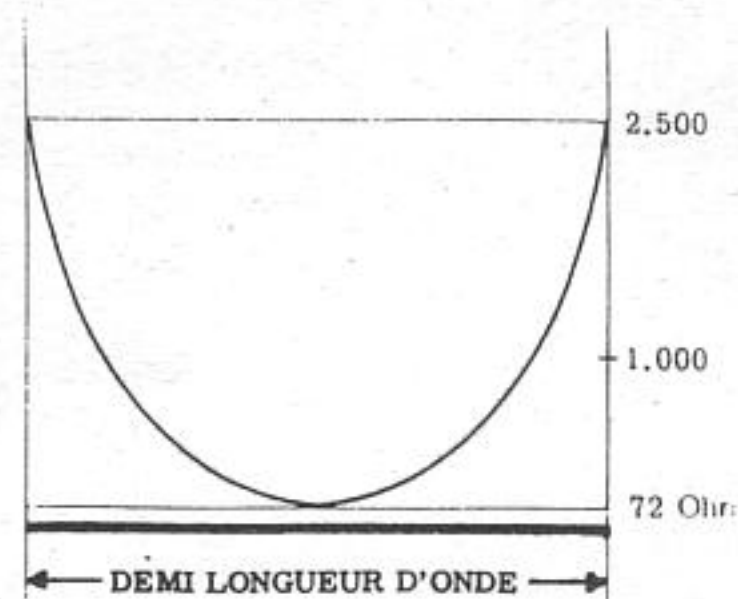


Fig. 3 - Cette courbe montre la variation de l'impédance le long d'un dipôle. La valeur de l'impédance en chaque point est déterminée par les valeurs de tension et de courant y existant. L'impédance minimale est, on le voit, au centre.

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 pentagride (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.

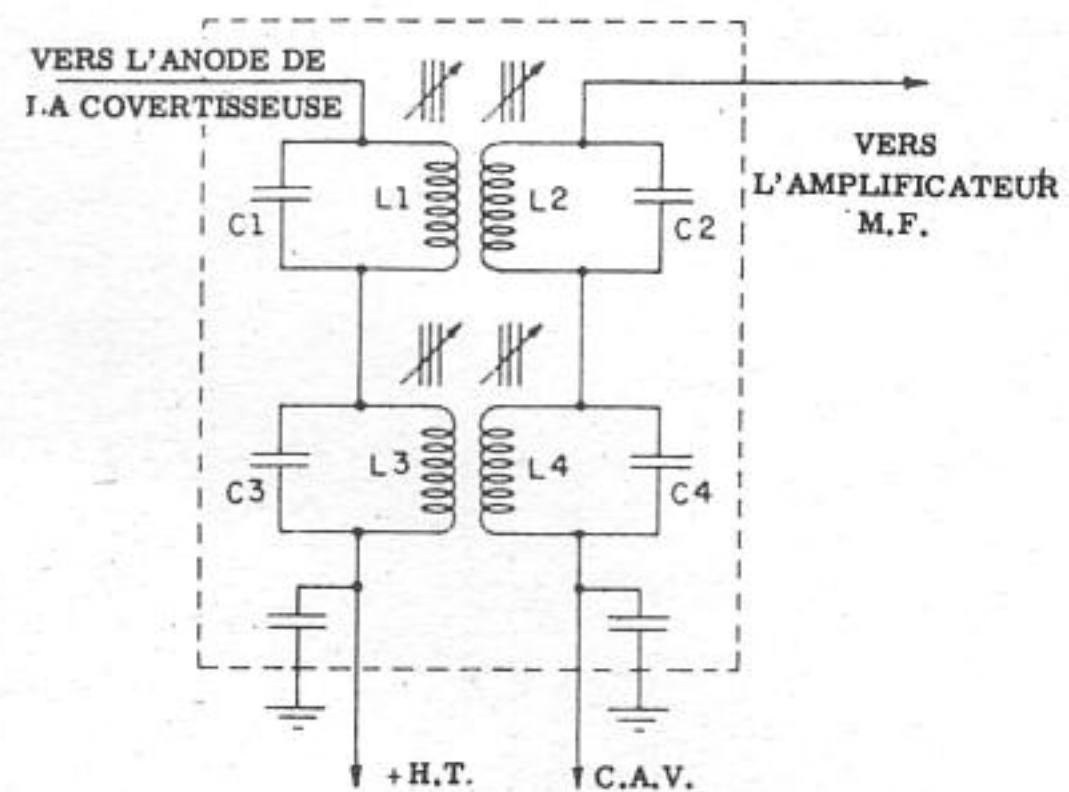


Fig. 4 - Schéma électrique d'un transformateur M.F. pour récepteur mixte destiné à la réception, soit des émissions à modulation de fréquence, soit des émissions à modulation d'amplitude. Les enroulements primaires sont en série entre eux: de même les enroulements secondaires. Les sections F.M. sont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

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 précisons 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 de-

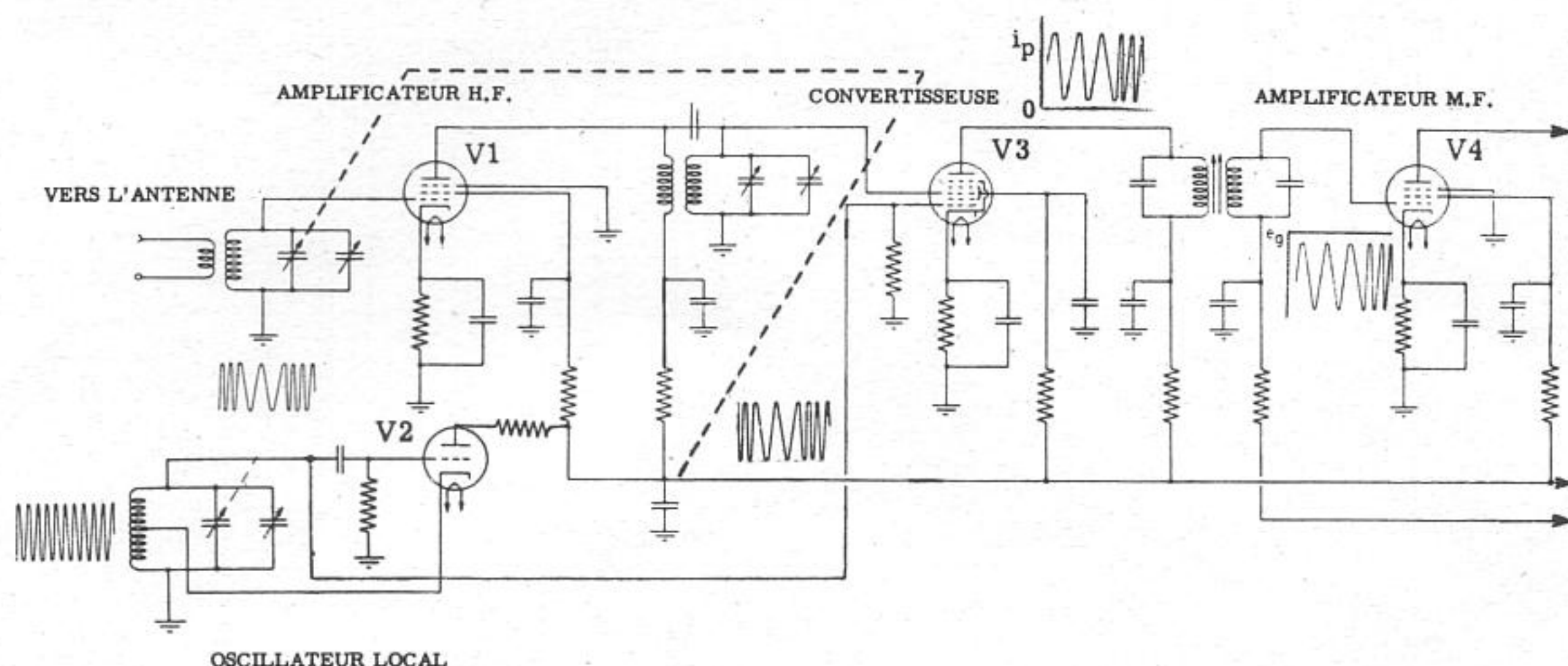


Fig. 5 A - Schéma de principe des étages d'entrée d'un récepteur à modulation de fréquence. On utilise une oscillatrice séparée.

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 « wobulateur »; 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 lam-

pe 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

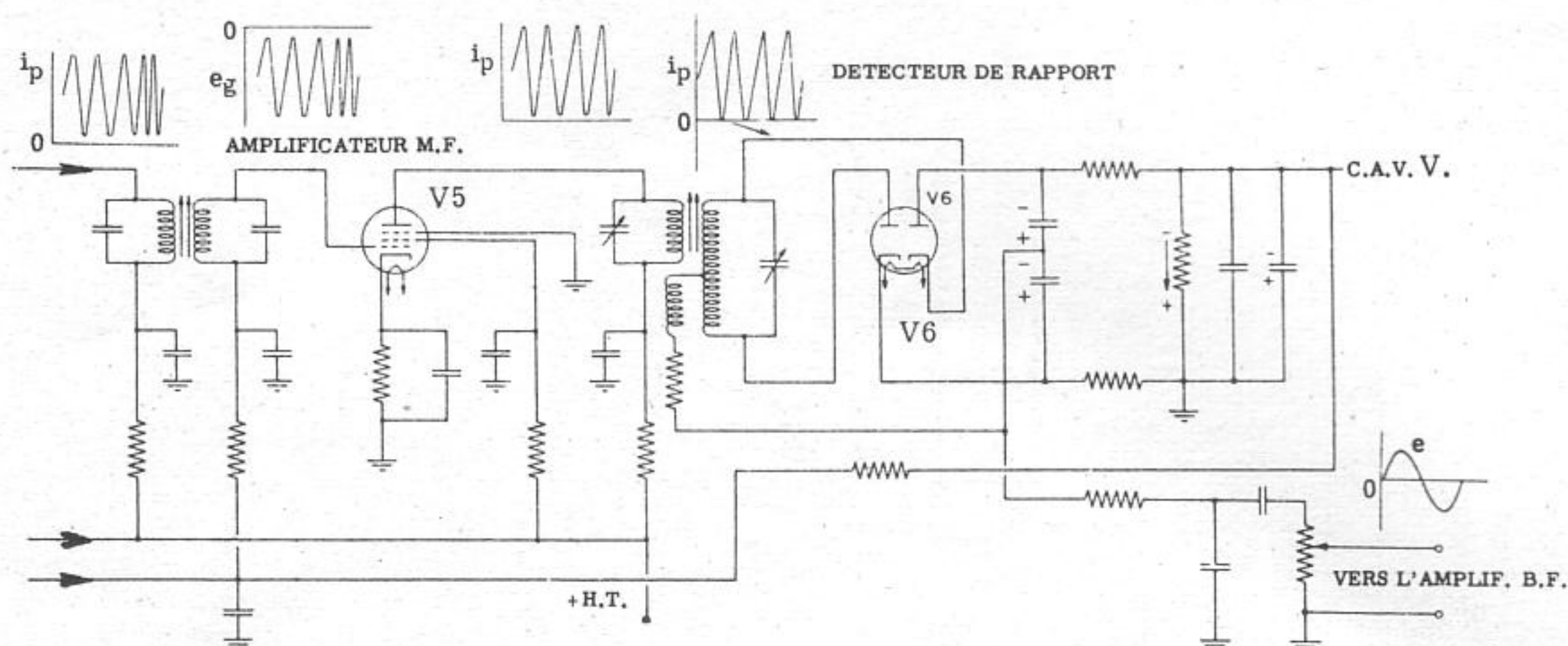


Fig. 5 B - Suite du schéma de la figure 5. Les étages amplificateurs MF sont au nombre de deux et il n'y a pas d'étage limiteur, puisque le démodulateur est un détecteur de rapport.

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 volt-

mètre 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 l'aiguille 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

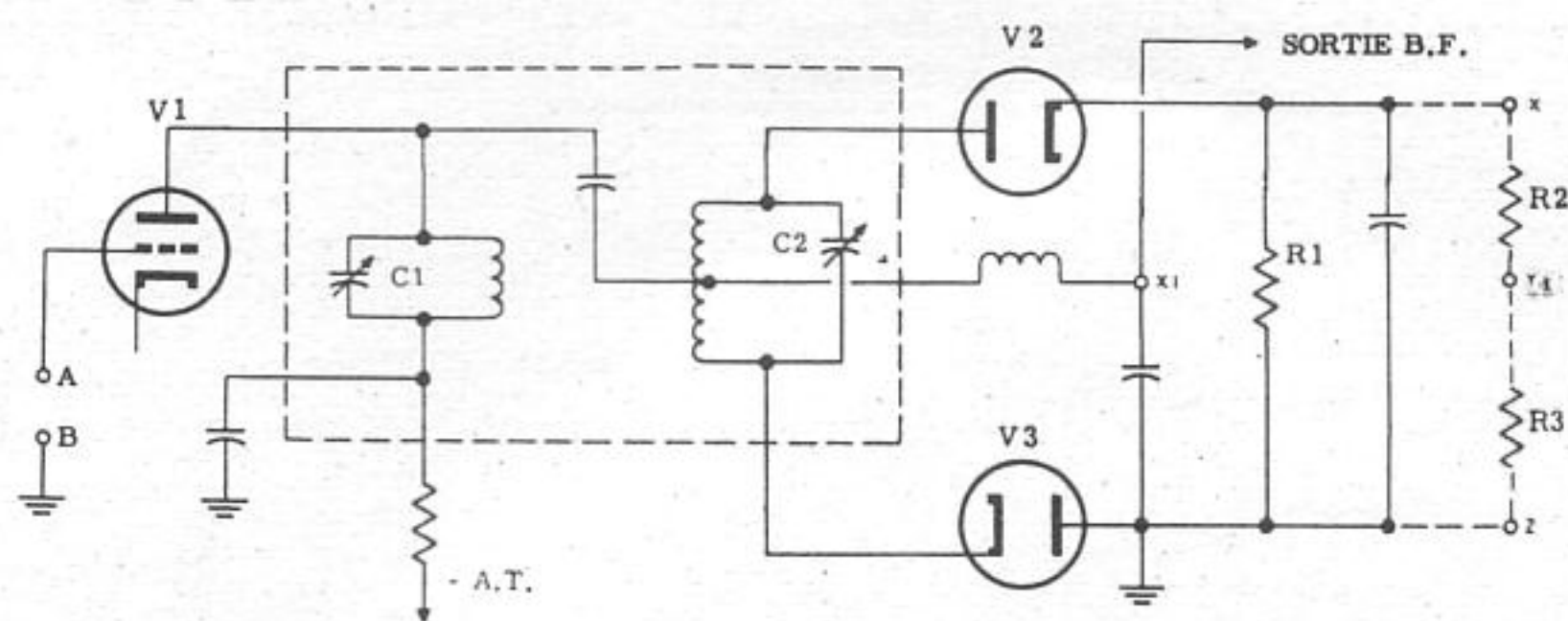


Fig. 6 - Schéma de principe d'un détecteur de rapport. Pour son alignement, il faut accorder d'abord le primaire du transformateur en agissant sur C1 pour obtenir la tension de sortie la plus grande. Pour régler le secondaire, il faut brancher en parallèle sur la charge normale, deux résistances égales 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

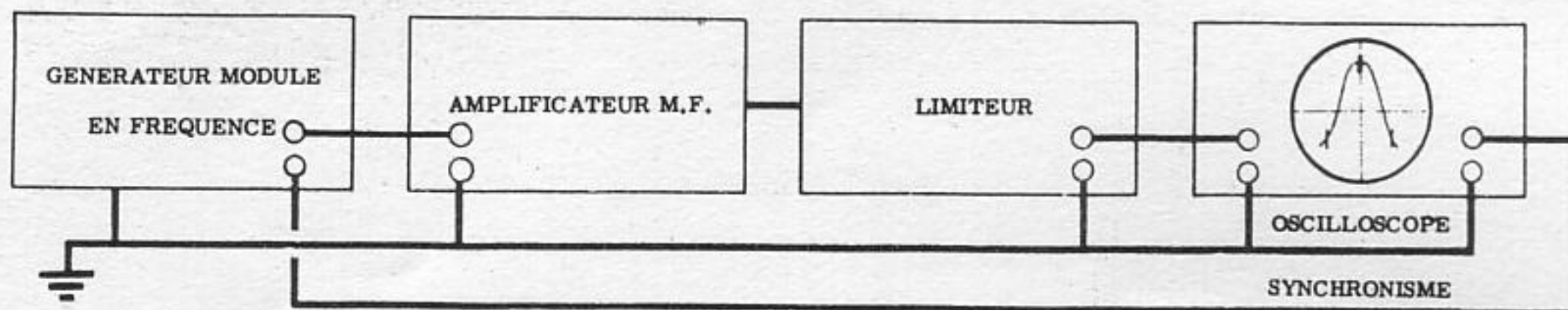


Fig. 7 - Branchement des instruments de mesure pour l'alignement des étages MF au moyen d'un oscilloscope.

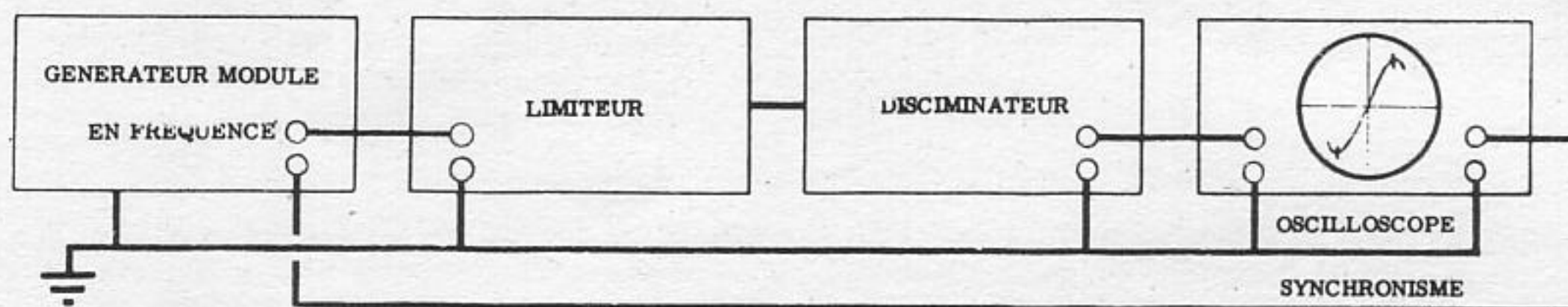


Fig. 8 - Branchement des instruments de mesure pour l'alignement du discriminateur au moyen d'un oscilloscope.

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'oscilloscope 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 réglera, ensuite, le primaire de ce transformateur pour obtenir l'amplitude maximale de cette courbe. On procédera, 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 transformateur du détecteur de rapport de manière à obtenir la courbe de réponse en forme de « S ». La présence d'un signal marqueur 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 environs 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 (wobulateur), 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 circuits 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 environs 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 fidélité ». 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 g_1 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.

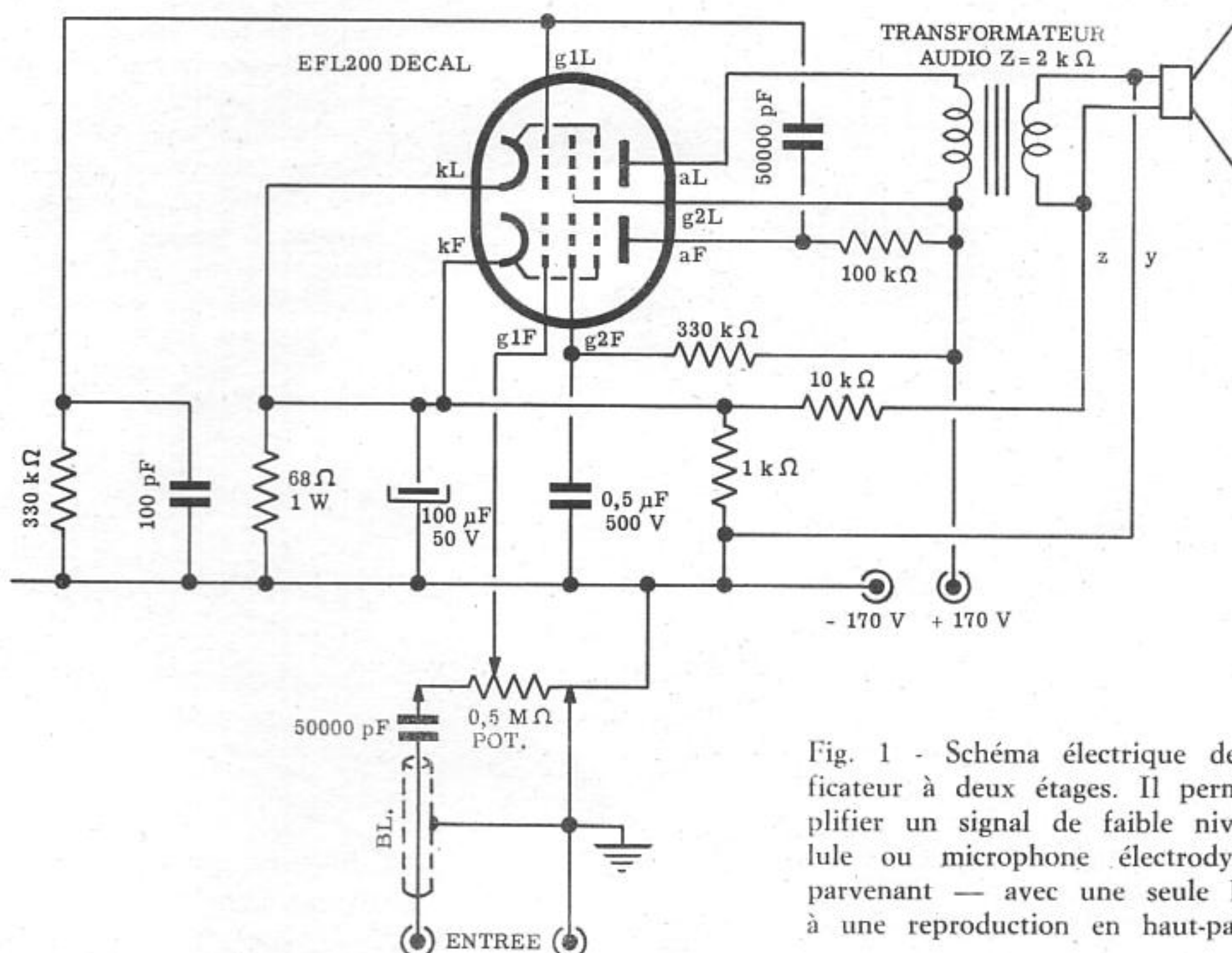


Fig. 1 - Schéma électrique de l'amplificateur à deux étages. Il permet d'amplifier un signal de faible niveau (celle ou microphone électrodynamique) parvenant — avec une seule lampe — à une reproduction en haut-parleur.

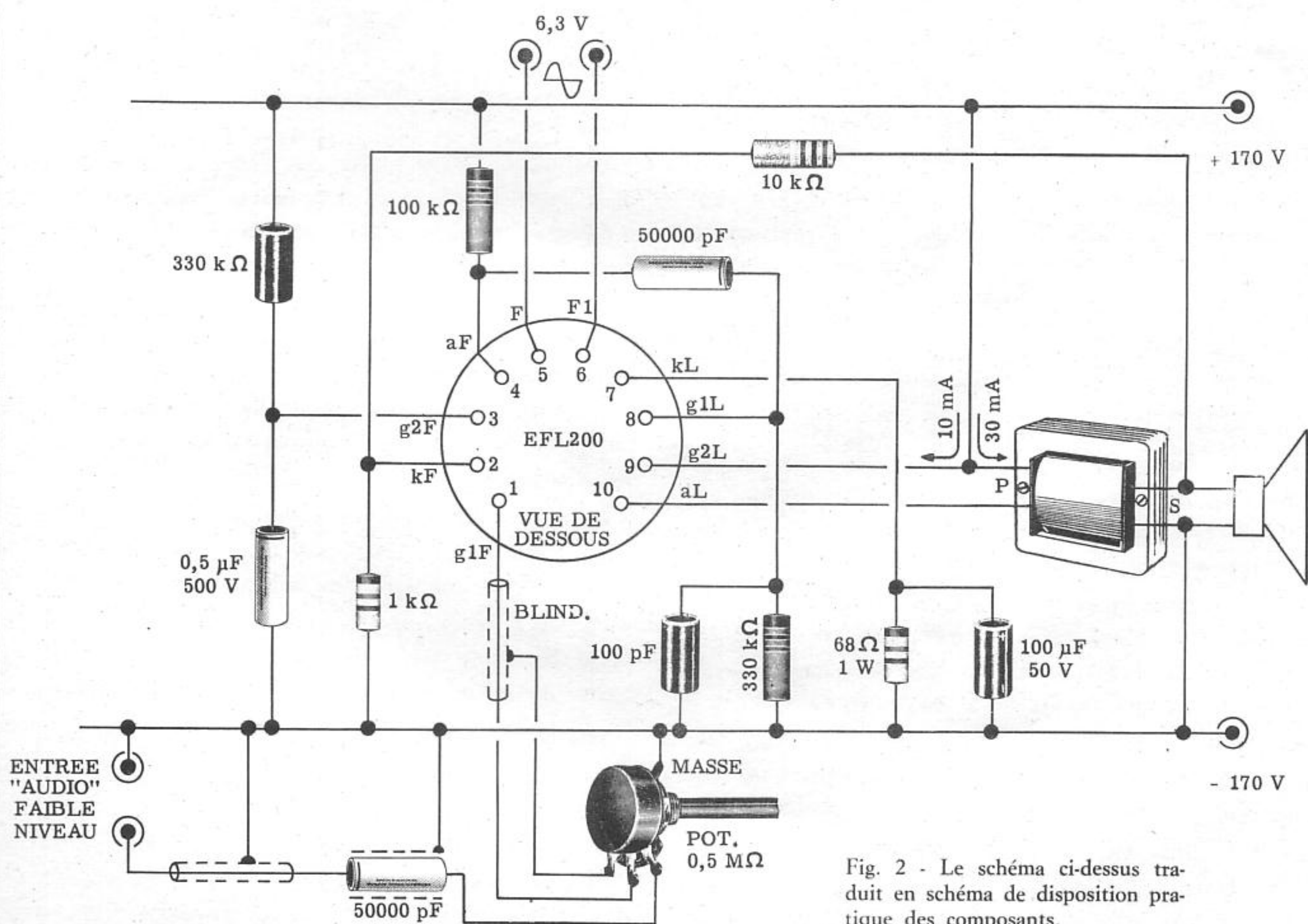


Fig. 2 - Le schéma ci-dessus traduit en schéma de disposition pratique des composants.

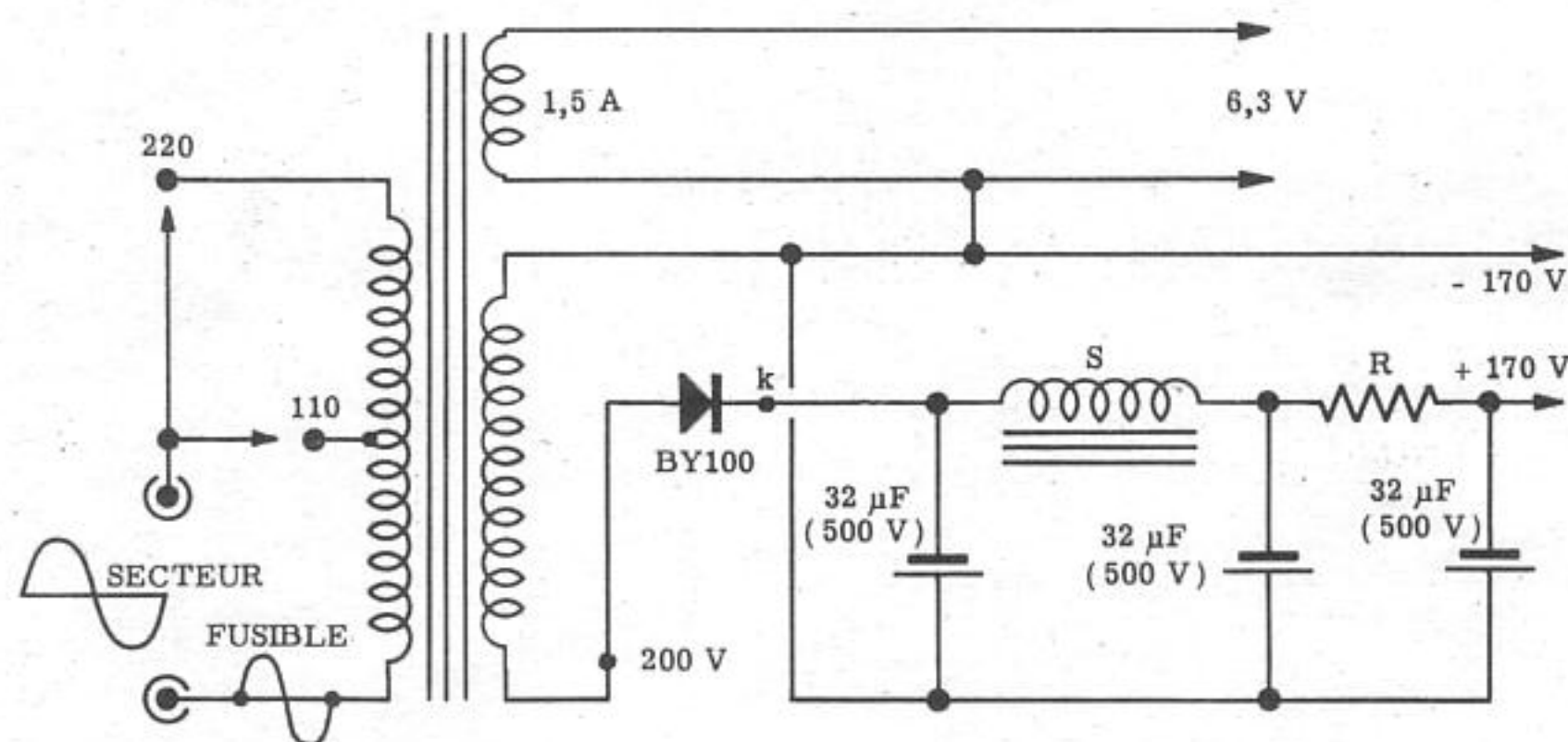
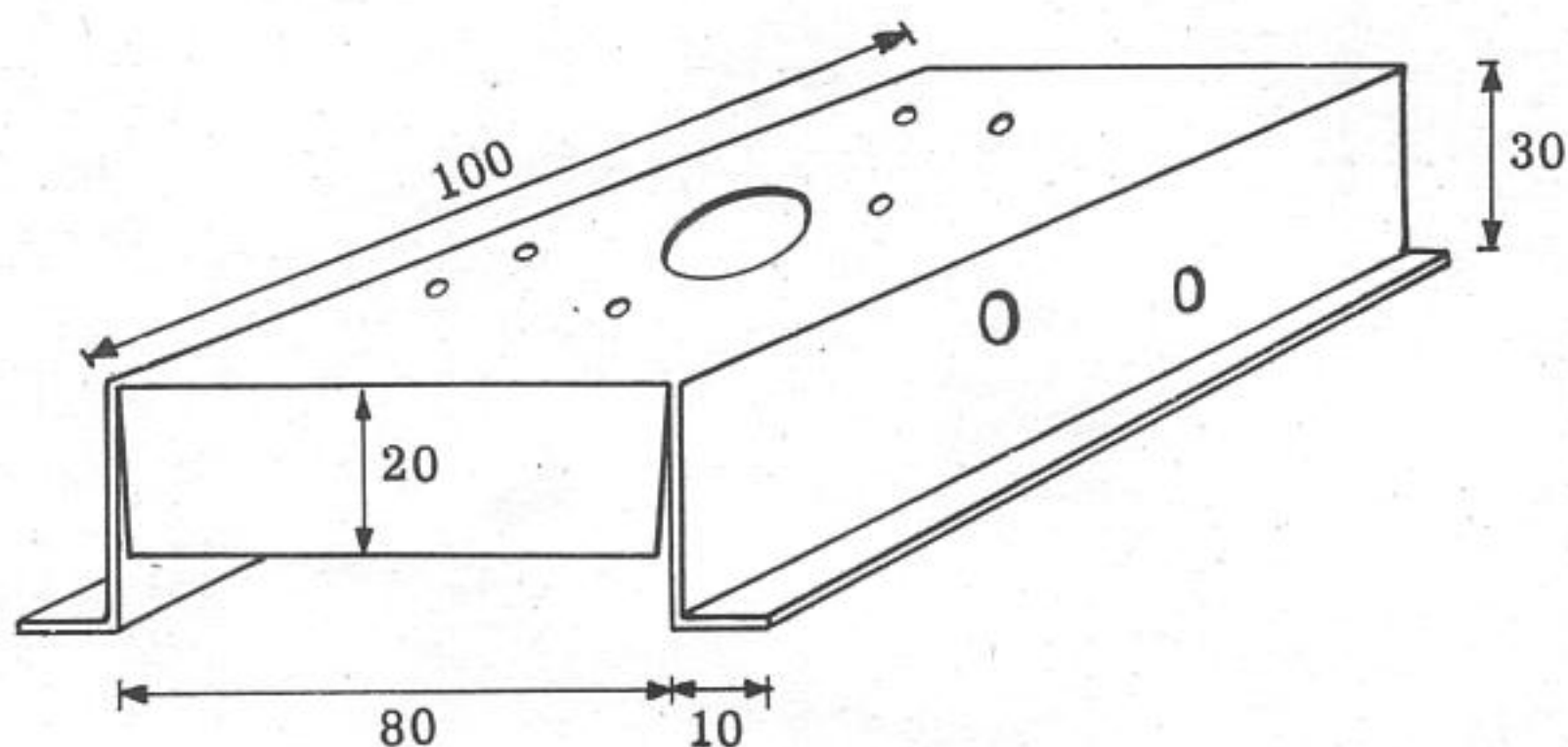


Fig. 3 - Schéma électrique de la section alimentation. Cette section sera utilisée en plusieurs autres occasions, c'est-à-dire avec d'autres montages. Les branchements avec l'amplificateur sont effectués au moyen de quatre conducteurs, c'est-à-dire: les deux fils 6,3 volts pour le chauffage de la lampe, 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 a pas d'autres trous à y prévoir que ceux de fixation du transformateur et de la self de filtrage (s'il y a 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.

NOMOGRAMME POUR LE CALCUL RAPIDE DES DIVISEURS DE TENSION

Le nomogramme dont nous allons illustrer l'emploi présente l'avantage de simplifier le calcul des composants et des tensions relatives aux diviseurs de tension de nature résistive ou de nature réactive.

Dans le diviseur de tension simple, dont le schéma est représenté **figure 1-A**, une certaine tension est appliquée aux bornes des deux impédances, tandis que la sortie est prélevée aux extrémités d'une seule d'entre elles.

L'adoption du nomogramme, dans un cas général comme celui-ci, permet de déterminer avec une grande rapidité, les valeurs des composants et celles des tensions d'entrée et de sortie d'un diviseur du type résistif ou capacitif, en évitant d'avoir recours à des formules algébriques plus ou moins complexes.

La figure 1-B montre le cas très commun dans lequel les impédances considérées précédemment sont de simples résistances ohmiques. On remarque que les « S » placés en bas des symboles R, Z et C, individualisent les grandeurs insérées en série, tandis que les

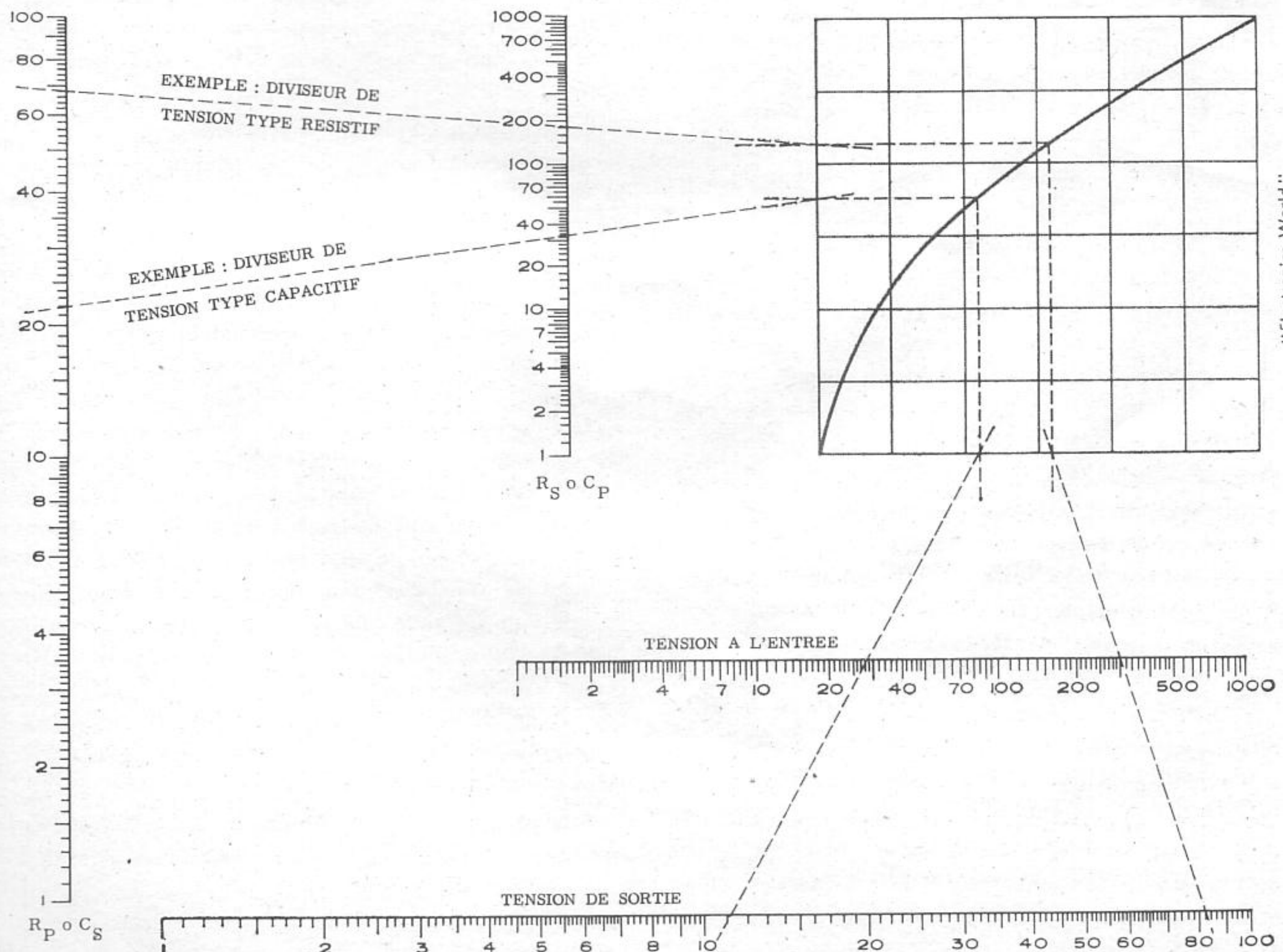
indices « P » individualisent celles mises en parallèle par rapport à la tension d'entrée.

La tension de sortie du diviseur est évidemment prélevée aux bornes de la dernière impédance citée.

Pour utiliser le nomogramme reproduit ici pour résoudre le circuit, on individualise la valeur de la résistance parallèle sur l'échelle verticale plus longue, et celle de la résistance série sur l'échelle verticale plus courte.

On trace une ligne droite passant par ces deux points, en la prolongeant jusqu'à ce qu'elle coupe le bord gauche extérieur du graphique illustré dans la partie supérieure droite du nomogramme. En partant de ce point d'intersection, on trace un segment parallèle à l'axe des abscisses du graphique en question et qui rencontre la courbe, et, de ce dernier point d'intersection, on trace un autre segment à 90° qui coupe le bord inférieur du graphique (abscisses).

De ce dernier point, on trace enfin une dernière ligne droite passant par la valeur donnée de la tension



Monochromatic — Monochromatique (ayant une seule couleur).

Monochromatic radiation — Rayonnement monochromatique (rayonnement électromagnétique ayant une seule longueur d'onde).

Monochromatic sensitivity — Sensibilité monochromatique (la réponse d'un dispositif à une lumière d'une seule couleur déterminée).

Monoclinic — Monoclinique (structure cristalline ayant deux des trois axes perpendiculaires au troisième, mais obliques l'un par rapport à l'autre).

Monocrystal — Monocristal.

Monocyclic alternator — Alternateur monocyclique (générateur c.a. qui produit simultanément deux courants, l'un pour l'éclairage et l'autre pour la force).

Monoenergetic radiation — Rayonnement mono-énergétique (composé de particules d'un type donné, ayant toutes la même énergie).

Monogroove stereo record — Disque stéréophonique monosillon.

Monolayer — Couche mono-moléculaire.

Monophase — Monophase.

Monophonic sound system — Equipement de reproduction sonore monophonique.

Monopulse radar — Radar ayant une antenne réceptrice munie de deux ou plusieurs lobes qui se superposent partiellement.

Monopulse tracking — Voir « Monopulse radar ».

Monostable — Monostable (ayant un seul état stable).

Monostable circuit — Circuit monostable.

Monostable multivibrator — Multivibrateur monostable (multivibrateur composé d'un étage stable et d'un autre instable. Un signal extérieur de commande est nécessaire afin de porter le circuit dans l'étage instable, où il reste pour un temps déterminé avant de retourner à l'étage stable).

Montage — Montage (cinématographique). En radio: liaison sonore.

Monte Carlo analysis — Analyse de Monte Carlo (pour la solution d'un ensemble de problèmes physiques au moyen d'une série d'essais statistiques).

Monte Carlo method — Voir « Monte Carlo analysis ».

Moore code — Code Moore.

Moore lamp — Forme primitive d'enseigne au néon.

Mopa — Abréviation de « Master oscillator-power amplifier ». Etage oscillateur suivi par un étage amplificateur H.F. de puissance, qui fonctionne aussi comme un séparateur).

Morse code — Code Morse.

Morse dash — Trait Morse.

Morse dot — Point Morse.

Morse printer — Imprimeur Morse.

Morse sounder — Récepteur acoustique Morse (produit un son audible au commencement et à la fin de chaque point et chaque trait).

Morse space — Espace Morse (entre les paroles).

Morse telegraphy — Télégraphie Morse.

Mosaic structure — Structure mosaïque d'un cristal.

Mosaic telegraphy — Télégraphie à mosaïque, par décomposition des signes.

Mother — Matrice (d'un disque phonographique).

Mother aircraft — Avion qui transporte l'appareillage électronique indispensable pour guider à distance un autre avion radiocommandé).

Mother crystal — Cristal de quartz naturel.

Mother quartz — Voir « Mother crystal ».

Mother record — Voir « Mother ».

Motion — Mouvement.

Motional impedance — Impédance de mouvement (d'un transducteur électro-acoustique).

Motive force — Force motrice.

Motor — Moteur.

Motor armature — Induit du moteur.

Motor board — Support d'un enregistreur à disque, sur lequel sont montés le moteur, les bobines, les têtes et les commandes.

Motor-boating — Bruit crépitant, similaire à celui produit par un moteur, occasionné par des impulsions de signal dans un étage amplificateur de Basse Fréquence, rétrocedées à un étage précédent à cause de réaction positive excessive.

Motor control — Contrôle à moteur.

Motor converter — Convertisseur ayant un moteur à induction relié à un alimentateur à c.a., qui résulte combiné avec un convertisseur synchrone, relié à un circuit à c.c. L'armature du moteur à induction est directement reliée à celle du convertisseur synchrone.

Motor drive — Commande à moteur.

Motor driven — Commandé à moteur.

Motor effect — Effet moteur (force de répulsion exercée entre deux conducteurs adjacents dans lesquels circulent deux courants en direction opposée).

Motor-fuel control — Méthode de contrôle de la vitesse d'un moteur au moyen des variations de l'amplitude du courant de champ.

Motor-generator set — Moteur et générateur accouplés mécaniquement.

Motor housing — Carcasse de moteur.

Motorized keyboard — Clavier à moteur.

Motor rating — Puissance nominale d'un moteur.

Motor reduction unit — Moteur pourvu d'un moyen mécanique afin de pouvoir obtenir une vitesse différente de celle qu'il possède.

Moulded insulation — Matériel quelconque qui peut épouser une forme lorsqu'il est rechauffé ou humide.

Moulded mica — Matériel isolant formé par plusieurs fragments de mica mis ensemble moyennant une colle.

Mount — Isolant contre les chocs et les vibrations.

Mount (to) — Monter.

Mountain effect — Affaiblissement de propagation (effet d'un terrain accidenté sur la propagation des ondes radio, qui motive une interférence entre les ondes directes et les ondes réfléchies de façon à troubler la vraie direction de la source de signaux).

Mountain goat — Système radar qui décele la présence d'une montagne à l'aide des signaux acoustiques.

Mounting — Montage, support fixe.

Mounting position — Position de montage.

Mouth — Bouche, ouverture (de cône de haut-parleur)

Movable antenna — Antenne mobile.

Movable coil meter — Instrument à bobine mobile.

Movable contact — Contact mobile (de relais).

Movable trickler coil — Bobine de réaction variable.

Moving-armature loudspeaker — Haut-parleur à armature mobile, haut-parleur magnétique.

Moving coil — Bobine mobile.

Moving-coil galvanometer — Galvanomètre à bobine mobile.

Moving-coil hydrophone — Hydrophone à bobine mobile.

Moving-coil instrument — Instrument à bobine mobile.

Moving-coil loudspeaker — Haut-parleur à bobine mobile ou dynamique.

Moving-coil meter — Instrument de mesure à bobine mobile.

Moving-coil microphone — Microphone à bobine mobile ou dynamique.

Moving-coil pick-up — Phono-reproducteur dynamique.

Moving-coil speaker — Haut-parleur dynamique.

Moving-conductor hydrophone — Hydrophone à conducteur mobile.

Moving-conductor loudspeaker — Haut-parleur magnétique dans lequel les ondes acoustiques sont produites par des forces mécaniques résultant des réactions magnétiques entre le champ d'un conducteur mobile et un champ constant appliqué.

Moving-conductor microphone — Microphone dans lequel le signal électrique de sortie est dû au mouvement d'un conducteur dans un champ magnétique.

Moving contact — Contact mobile.

Moving element — Élément mobile (d'un appareil de lecture).

Moving element of an instrument — Élément mobile d'un instrument (se compose des parties qui se meuvent sous l'influence directe d'une variation de la quantité électrique que l'instrument est en train de mesurer).

Moving iron — Fer mobile.

Moving-iron instrument — Instrument à fer mobile (instrument dont le fonctionnement dépend des réactions résultant du courant qui traverse une ou plusieurs bobines fixes qui agissent sur une ou plusieurs pièces de fer tendre, une de ces dernières au moins étant mobile).

Moving-iron meter — Appareil de mesure à fer mobile.

Moving-magnet instrument — Instrument à aimant mobile (instrument dont le fonctionnement dépend de l'action d'un aimant permanent mobile qui varie sa position selon le champ magnétique).

Moving-magnet galvanometer — Galvanomètre à aimant mobile.

Moving-magnet magnetometer — Magnétomètre à aimant mobile.

Moving-magnet meter — Appareil de mesure à aimant mobile.

Moving-needle galvanometer — Galvanomètre à aimant mobile.

Moving power — Force motrice.

Moving signal generator — Générateur de signaux multiples.

Moving staned wire — Fil à plusieurs bornes.

Moving-target indicator — Dispositif qui limite la présentation d'information radar surtout pour les cibles mobiles. Si la cible est fixe, le dispositif y annule le signal.

MRA — Signalisation de stations de route (radionavigation), au moyen de radiateurs verticaux, de la puissance de 50 watts ou plus, mais toujours inférieure à 150 watts.

MRF — Abréviation de « Multipath reduction factor ».

MRL — Signalisation de stations de route, au moyen des radiateurs à cadre de la puissance de 50 watts ou plus, mais inférieure à 150 watts.

MS — Abréviation de « Military standard »; signalisation ITU pour les stations radio de navire.

M scan — Voir « M display ».

M scope — Oscilloscope radar qui fournit une présentation visuelle du type M.

MSD — Abréviation de « Magnetic storage drum » (Tambour magnétique de mémoire).

M-series — Série de fréquences dans le spectre des rayons X.

Msg-fm — Abréviation de « Message form ».

M shell — Orbite M (la troisième couche d'électrons autour du noyau d'un atome).

Ms system — Système « middle-side » d'enregistrement stéréophonique, selon lequel deux microphones directionnels, voisins et placés à angle droit l'un par rapport à l'autre, sont orientables de sorte que l'un d'eux puisse capter le son frontalement et l'autre de côté.

MST — Abréviation de « Maritime standard time », ou bien « mountain standard time ».

mt — Abréviation de « metric ton ».

MT — Nomenclature JAN pour « Mountings ».

MTBF — Abréviation de « Mean time between failures » (le temps moyen qui s'écoule entre deux pannes successives).

mti — Abréviation de « Moving target indicator ».

MTR — Abréviation de « Meter » (Appareil de mesure).

mu (μ) — Lettre grecque adoptée comme symbole de facteur d'amplification de tube électronique; perméabilité d'un matériel magnétique; abréviation du préfixe micro (un millionième).

μ a — Abréviation de « micro-ampère ».

μ c — Abréviation de « microcurie ».

MUF — Abréviation de « Maximum usable frequency » (fréquence maximum utilisable).

μ f — Abréviation de « microfarad ».

μ -factor — Facteur « mu » ou coefficient d'amplification.

μ h — Abréviation de « microhenry ».

mu factor — Facteur « mu ».

Mufflet reception — Réception sourde, voilée.

Muller tube — Tube thermionique, ayant une cathode auxiliaire reliée à l'intérieur à la cathode principale à travers une résistance de valeur élevée.

MULT — Abréviation de « Multiplier » (Multiplicateur).

Multi-anode tube — Tube électronique ayant deux ou plusieurs anodes et une seule cathode.

Multiar — Circuit d'essai de comparaison qui fournit une impulsion lorsque deux

amplificateurs atteignent la même amplitude.

Multiband antenna — Antenne multigamme (antenne qui peut être utilisée sur plusieurs bandes de fréquence).

Multi-break switch radio transmitter — Radio-émetteur à plusieurs commutateurs.

Multicasting — Radio-émission d'un programme stéréo moyennant deux stations à modulation de fréquence. Deux dispositifs d'accord F.M. sont nécessaires pour l'écoute.

Multicavity manetron — « Magnétron » à plusieurs cavités.

Multicellular horn — Cage à plusieurs cellules (combinaison de plusieurs haut-parleurs à cage unique); ensemble d'antennes à cage, contigues, ayant une gorge commune et des ouvertures séparées se trouvant sur une même surface.

Multichannel — A plusieurs canaux.

Multichannel analyser — Instrument capable de signaler le nombre d'impulsions concernant une ou plusieurs gammes d'amplitude spécifiée.

Multichannel carrier telephone circuit — Circuit téléphonique à plusieurs canaux.

Multichannel head — Tête magnétique à plusieurs canaux (tête magnétique contenant deux ou plusieurs têtes dans un seul logement).

Multichannel magnetic system — Système magnétique à plusieurs canaux (système d'enregistrement qui fournit deux ou plusieurs traces sur un seul élément d'enregistrement).

Multichannel radio transmitter — Emetteur radio à plusieurs canaux.

Multichannel stereo — Système stéréophonique ayant plus de deux canaux.

Multichannel telegraph — Télégraphie multiple.

Multichannel telegraph system — Télégraphie à plusieurs canaux.

Multichannel transmitter — Emetteur à plusieurs canaux (ayant deux ou plusieurs sections R.F. complètes, capables de fonctionner sur des fréquences différentes, soit séparément, soit simultanément).

Multicomponent signal — Signal à plusieurs éléments.

Multiconductor plug — Fiche multiple.

Multicore cable — Câble multiple.

Multielectrode — A plusieurs électrodes.

Multielectrode tube — Tube électronique contenant plus de trois électrodes.

Multielement antenna — Antenne à plusieurs éléments.

Multielement array — Alignement à plusieurs éléments.

Multielement parasitic array — Antenne composée d'un alignement de dipôles commandés et d'éléments parasites, disposés ayant une direction souhaitée.

Multielement tube — Tube multiple.

Multielement lamp — Lampe à filament multiple.

Multifrequency — A plusieurs fréquences.

Multifrequency radio set — Appareil de radio capable de fonctionner sur plusieurs fréquences.

Multifrequency transmitter — Emetteur capable de fonctionner simultanément sur deux ou plusieurs fréquences sélectionnées.

Multigap arrester — Déchargeur multiple.

Multigap discharge — Déchargeur multiple.

Multigridd — A plusieurs grilles multigrille.

Multigun tube — Tube à rayons ayant plus d'un canon électronique, comme ceux employés, par exemple, dans les oscilloscopes à présentation multiple.

Multihop propagation — Propagation des ondes radio moyennant plusieurs réflexions.

Multihop transmission — Transmission (des ondes radio) moyennant plusieurs réflexions.

Multilayer coil — Bobine à plusieurs couches.

Multilayered cathode — Cathode à plusieurs couches.

Multilayer winding — Enroulement à plusieurs couches.

Multimeter — Instrument de mesure universel (volt-ohm-milliampermètre).

Multi-tube — Tube à coefficient d'amplification variable.

Multipactor gap loading — Charge de l'espace d'interaction sous l'effet de chocs répétés.

Multipath cancellation — Elimination complète de signaux radio, à cause des différences relatives d'amplitude et de phase des composants qui arrivent par des parcours différents.

Multipath effect — Effet qui se produit lorsque des ondes radio arrivent à un point d'écoute en moments légèrement différents puisqu'elles voyagent sur des parcours de longueur très variée.

Multipath reduction factor — Rapport entre la fréquence la plus basse capable de fournir une certaine protection (exprimée en millisecondes) et la fréquence maxima utilisable.

Multipath signal — Signal à plusieurs trajectoires.

Multipath transmission — Transmission sous plusieurs angles.

Multiphase — Poliphase.

Multiple — Montage parallèle de plusieurs parties: montage parallèle de deux ou plusieurs circuits série.

Multiple address message — Message lancé à deux ou plusieurs directions.

Multiple antenna — Antenne multiple.

Multiple arc lamp — Lampe à arc qui est montée en parallèle avec un circuit.

Multiple-breaks contacts — Contact dont l'ouverture interrompt un circuit en deux ou plusieurs points.

Multiple circuit — Circuit ayant plusieurs composants parallèles.

Multiple condenser — Condensateur multiple.

Multiple conductor cable — Câble à plusieurs conducteurs.

Multiple-contact switch — Sélecteur dont le contact mobile peut être porté sur un certain nombre de contacts fixes différents.

Multiple-core cable — Câble à plusieurs conducteurs.

Multiple corridor identification system — Système d'individualisation suivant lequel chaque avion qui entre dans une zone défense aérienne, fait l'usage d'un corridor prévu.

Multiple crystal unit — Élément à cristal multiple.

Multiple drum winding — Enroulement garni d'un induit.

Multiple duct — Conduit multiple (pour des câbles électriques).

plastique à haut pouvoir diélectrique entre les lames; elle complète le diélectrique air. La capacité est très augmentée - c'est le cas de la série 16 000 Arena.

Le condensateur variable n'a plus que $35 \times 35 \times 35$ mm.

Pour en terminer, rappelons que les condensateurs variables peuvent comporter une troisième case, pour accorder un étage haute fréquence supplémentaire, avant le changement de fréquence; ou comporter 2 cases supplémentaires, à très faible capacité max: 14,5 pF, pour accorder les étages VHF de réception des émissions à modulation de fréquence.

Pour ces circuits-là, la variation de capacité est linéaire; alors que sur les gammes petites et grandes ondes, le condensateur a la variation « Midline » intermédiaire entre la variation linéaire en fréquence et la variation linéaire en longueur d'onde.

Le condensateur variable de l'oscillateur a souvent un profil de lame différent, pour réaliser en tous points de la gamme, l'écart de fréquence de 455 kHz nécessaire, sans autre correction.

De nombreux lecteurs nous ont demandé des précisions sur les termes: force électromotrice et différence de potentiel ou tension.

Ils trouveront notre réponse ci-dessous.

Bien que la force électromotrice et

la d.d.p. ou tension soient deux grandeurs de même espèce, s'exprimant, en conséquence, avec la même unité: le volt, elles sont tout de même bien distinctes et il y a lieu de ne pas les confondre.

1 - Le terme: force électromotrice (f.é.m.) s'applique uniquement à un générateur électrique (pile, accumulateur, dynamo, alternateur, etc...). C'est une grandeur caractéristique du générateur.

Elle correspond à l'énergie totale que le générateur communique à chaque coulomb qui le traverse.

2 - Le terme différence de potentiel (d.d.p.), ou tension, s'applique aussi bien à un générateur qu'à une portion de circuit ne contenant aucun générateur. C'est la f.é.m. du générateur qui l'entretient constamment. C'est une différence de pression électrique (comme son nom l'indique). Elle correspond à une différence de charges électriques.

Supposons deux corps chargés. L'un possède 75 électrons libres; le second n'en possède que 25. Le nombre total d'électrons possédés par les deux corps est donc égal à 100. Relions ces 2 corps au moyen d'un conducteur, les électrons vont se déplacer du corps qui en possède le plus (donc, le plus négatif) vers celui qui en possède le moins (donc, le moins négatif). Ce déplacement va continuer jusqu'au moment où il y aura autant d'électrons libres

sur chaque corps, soit 50. A partir de ce moment il ne circulera plus aucun électron dans le fil conducteur.

C'est donc grâce à la d.d.p. existant entre deux points A et B que les électrons peuvent circuler du point A au point B (ou inversement); autrement dit, c'est la d.d.p. qui est la cause de la circulation du courant électrique. On dit que le courant est l'objet dont la d.d.p. est la cause.

La d.d.p. aux bornes d'un générateur est toujours inférieure à sa f.é.m. (sauf en circuit ouvert, c'est-à-dire en l'absence de débit de courant), cela à cause de la chute de tension, due à la résistance interne du générateur. On a:

$$U = E - rI$$

formule dans laquelle: U est la d.d.p. aux bornes du générateur et E, la f.é.m. de celui-ci.

Le produit rI représente la chute de tension à l'intérieur du générateur.

Si $I = 0$; $rI = 0$ et:

$$U = E$$

Dans ce cas, et dans ce cas seulement, on peut confondre les deux grandeurs.

Ou voit que si la f.é.m. disparaît ($E = 0$), la d.d.p. s'annule également:

$$U = 0 - rI = 0$$

Les deux grandeurs sont donc étroitement liées, tuot en étant, rappelons-le, distinctes.

Fred KLINGER

arithmétique

pour

CALCULATEURS ÉLECTRONIQUES

Les opérations dans les systèmes binaire, ternaire, octal, etc., dans les divers codes, le tout suivi d'exercices avec leurs solutions.

SOMMAIRE

- | | |
|-------------------------------|----------------------|
| I. Les systèmes de numération | V. Divisions |
| II. Additions | VI. Les décimales |
| III. Soustractions | VII. Autres systèmes |
| IV. Multiplications | VIII. Codes |

"Le calcul binaire est tellement simple, c'est pourquoi on l'a choisi pour les machines. Apprenez à vous en servir si vous voulez comprendre la comptabilité électronique"

Un volume de 176 pages. Prix: 12 F plus port 1 F

ÉDITIONS CHIRON - 40 r. de Seine - PARIS 6^e

C.C.P. PARIS 53-35

Courrier des lecteurs

RELIURES

Les reliures de "votre Carrière" sont désormais à votre disposition. Réalisées en plein balacron avec fers spéciaux, elles constituent le moyen idéal pour grouper tous vos fascicules.

1°) RELIURE TYPE A pour les 26 premiers numéros, soit 6 mois de parution. Le système à fil plastique permet de placer immédiatement le numéro paru et d'ouvrir complètement pour la lecture.

Prix de cette relieure 10 F à nos bureaux ou 11,70 port compris contre virement ou mandat au CCP 5335 Paris - Editions Chiron.

2°) RELIURE TYPE D pour les feuilles volantes du dictionnaire anglais-français d'électronique, valable pour toutes les feuilles de A à Z qui seront publiées à raison de 4 pages ou 2 pages par numéro. Système autoserreur à pinces. Reliure plein balacron, fers spéciaux.

Prix: 12 F, à nos bureaux ou envoi par poste contre virement ou mandat de 13,70 F au CCP 5335 Paris - Editions Chiron.

ANCIENS NUMEROS

LES ANCIENS NUMEROS DE "VOTRE CARRIERE" SONT VENDUS AU MEME PRIX DE COUVERTURE: 1 F. 60 - DEMANDEZ-LES AUX EDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE - PARIS 6^e - CCP 53-35 PARIS - PRIX EN BELGIQUE: 23 FB.

d'entrée, choisie sur l'échelle horizontale la plus courte. Le point d'intersection de cette ligne sur l'échelle des tensions de sortie fournit directement la valeur cherchée.

Un exemple pratique montrera que l'emploi du nomogramme est moins compliqué qu'il ne semble.

Imaginons que nous devions résoudre le problème suivant: étant donné un diviseur de tension constitué par une résistance R_S de 180 000 ohms et une résistance R_P de 68 000 ohms, quelle sera la tension de sortie si la tension appliquée à l'entrée est de 300 volts?

On remarque, avant tout, qu'aucun ordre de grandeur n'est signalé sur les deux échelles du nomogramme. On peut donc considérer que ces valeurs sont exprimées en ohms, en $k\Omega$ ou en $M\Omega$ ou en n'importe quelle autre unité (multiple ou sous-multiple), selon les besoins. L'unique condition indispensable est d'adopter toujours la même unité sur les deux échelles, une fois celle-ci choisie.

Dans l'exemple précédent, R_P a une valeur de 68 000 ohms et R_S de 180 000 ohms; il peut donc être utile de considérer que les valeurs tracées sur l'échelle sont exprimées en $k\Omega$.

L'unité de mesure étant établie, on trace une ligne passant par ces deux valeurs et, en regard du point où elle rencontre l'axe des ordonnées du graphique à droite, on trace une autre ligne parallèle à l'axe des abscisses qui rencontre la courbe reproduite sur le graphique, individualisant ainsi un point d'intersection.

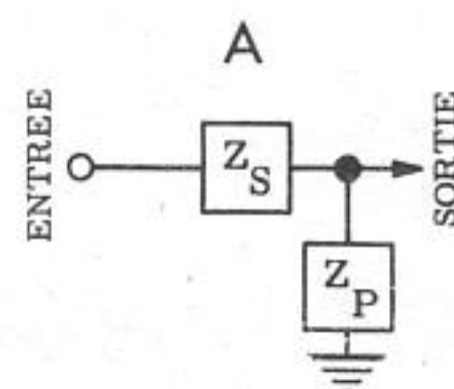
De ce dernier point et parallèlement à l'axe des ordonnées, on trace une droite qui rencontre le bord inférieur du graphique d'où, en traçant une autre ligne qui passe par la valeur de 300 sur l'échelle de la tension d'entrée, on détermine sur celle de la tension de sortie la valeur de 82 volts.

Etant donné que l'on doit résoudre des problèmes qui comportent des valeurs de tension étrangères à celles indiquées sur l'échelle du nomogramme, on peut étendre cette échelle de valeurs à volonté, en exprimant simplement les valeurs dont on dispose par un multiple ou un sous-multiple de l'unité adoptée originellement.

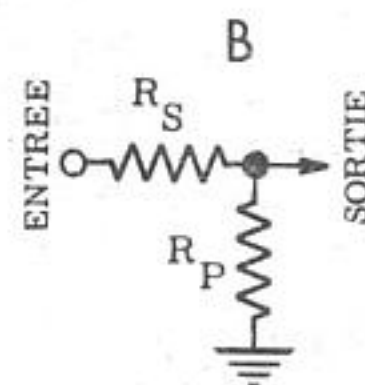
Puisque, comme on le sait, la réactance capacitive est inversement proportionnelle à la capacité, dans le cas de diviseurs de tension à caractère capacitif, les valeurs de la capacité en série et de la capacité parallèle sur les deux échelles verticales sont ajoutées respectivement à celles de la résistance parallèle et à celles de la résistance série. Les valeurs de la capacité en série sont donc, dans ce cas, celles de l'échelle la plus courte.

Maintenant encore, l'unité de mesure de la capacité peut être choisie librement parmi les multiples et les sous-multiples du farad, à condition, évidemment, d'adopter la même unité pour les deux échelles.

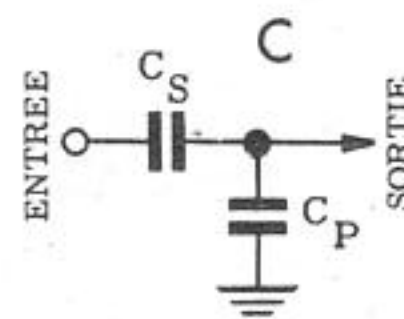
Nous donnerons, maintenant, un exemple de calcul relatif à un diviseur de tension de nature capacitive,



Diviseur de tension
du type réactif.



Diviseur de tension
du type résistif.



Diviseur de tension
du type capacitif.

Figure 1 - Ci-dessus 3 diviseurs de tension, typiques.

comme celui illustré sur la figure 1-C.

Le problème à résoudre est donc le suivant: étant donné un diviseur capacitif dont le condensateur en série C_S est de 0,22 μF et celui en parallèle C_P est de 0,33 μF , quelle tension pourra-t-on recueillir à la sortie quand la tension appliquée à l'entrée sera égale à 28 volts?

La solution pratique de ce problème suit évidemment le même procédé graphique que pour le cas précédent et conduit à déterminer une valeur de tension de sortie égale à 11 volts. Les opérations graphiques à exécuter sur le nomogramme sont représentées, dans les deux cas examinés, par des lignes en pointillés.

Si le problème consiste à projeter un diviseur de tension qui soit capable de réduire une certaine tension appliquée à son entrée à une valeur déterminée de sortie, l'emploi du nomogramme s'avère très utile. On commence par tracer une ligne droite passant par les positions qui définissent les valeurs exactes des tensions d'entrée et de sortie, relatives au problème en question et on procède ensuite, pour le graphique et pour la courbe, comme indiqué ci-dessus, jusqu'à ce que l'on définisse une intersection sur l'axe des ordonnées du graphique de droite. C'est alors que se révèle vraiment la grande utilité du nomogramme qui permet de choisir les deux valeurs les plus facilement disponibles, ou du moins les plus pratiques, pour les éléments du diviseur.

Il suffira, en effet, de reproduire les valeurs déterminées par l'un quelconque des infinis réseaux de lignes qui peuvent être tracés à travers les échelles verticales, en partant du point déterminé auparavant sur l'axe des ordonnées du graphique.

— LES FOURNISSEURS DE VOTRE MATERIEL —

ELECTRONIQUE MONTAGE

111, BD RICHARD LENOIR - PARIS XI^e
(métro oberkampf)
SPÉCIALISTE MODULES RÉUSSITE COMPLÈTE
TOUS LES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES
EXPÉDITION PROVINCE

Amateurs, Installateurs, Dépanneurs,
les valises de dépannage Radio TV Sptés
PAUL sont en vente dans toute la France.
5 modèles.
Adresse de nos Agents sur simple demande.
Spécialités Ch. PAUL - 28, rue Raymond Lefebvre
MONTREUIL (Seine) Tél. : 287-54-16

CIBOT RADIO

1 à 3, RUE DE REUILLY - PARIS 12^e
TEL. : DID. 66-90
TOUT L'OUTILLAGE
POUR L'ÉLECTRONIQUE

Catalogue complet de pièces détachées : 5 F

Catalogue de Kit

Ensemble de pièces détachées

Du poste à galène au téléviseur

EXPÉDITION A LETTRE LUE PARIS-PROVINCE

RADIO-BEAUGRENELLE

6, RUE BEAUGRENELLE - PARIS 15^e
Tél. : 828.58.30
TOUTE LA PIÈCE DÉTACHÉE RADIO
LAMPES-TRANSISTORS-TÉLÉVISION
EXPÉDITION PROVINCE
Envoi du tarif contre 3 timbres-lettre

MIEUX QU'UN CATALOGUE !
Tous ceux qui s'intéressent à la radio se doivent de posséder
le **MEMENTO ACER**
VÉRITABLE DIGEST DE L'ÉLECTRONIQUE
TOUTES LES PIÈCES DÉTACHÉES
TOUTE UNE GAMME DE MONTAGE EN KIT
ACER Envoi contre 6F pour frais
42bis, rue de Chabrol - PARIS 10^e



80 PAGES contre 2.50 en timbres pour frais d'envoi
● HIFI (amplis - HP - tuners FM - enceintes
acoustiques) ● Grand choix de pièces
détachées ● Appareils de mesures ●
Outillage ● Appareils électriques ● De
nombreuses réalisations ● Sur place : un
choix énorme à des prix "champion".

Comptoirs CHAMPIONNET

14, RUE CHAMPIONNET - PARIS 18^e
Tél. ORN. 52-08 - C.C.P. 12.358.30 Paris
Métro : Porte de Clignancourt et Simplon

RETEXKIT

CONSTRUISEZ-LE VOUS-MÊME
KIT POUR RADIO-AMATEURS
KIT D'APPAREILS ÉLECTRONIQUES

Demandez notre catalogue
sans engagement de votre part

TERA-LEC 51, RUE DE GERGOVIE
PARIS-14^e - SEG. 09-00

MAGNETIC-FRANCE SPÉCIALISTE DU "KIT" PIÈCES DÉTACHÉES POUR :

Tuners, magnétophones, amplis, orgue élec-
tronique, chambre d'échos, réverbérateurs.

- Lampes
- Transistors

SERVICES ET CONSEILS TECHNIQUES
175, RUE DU TEMPLE - PARIS-3^e
ARCHIVES 10-74 Métro : Temple, République

COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES
Radio-Télévision ● Industrie ● Télécommande
Chaines Haute Fidélité ● Amplis ● Tuners FM

RADIO-VOLTAIRE
GROSSISTE OFFICIEL "COPRIM TRANSO"
GROSSISTE TUBES INDUSTRIELS "RADIOTECHNIQUE"
155, Avenue Ledru-Rollin, PARIS-11^e ROQ. 98-64

EMY-RADIO

Spécialiste des grandes marques d'importation
Téléviseurs - Récepteurs - Transistors - Magnétophones
Elec. phones - HI-FI - Enceintes acoustiques - Emetteurs
récepteurs - Interphones, etc...
Toutes expéditions en province. Catalogue de nos prix sur
simple demande - 19, rue de l'Ancienne Comédie
PARIS 6^e Tél. : DAN. 63-05

POUR TOUS VOS BESOINS EN COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES ET ENSEMBLES A MONTER SOI-MÊME

AUX CONDITIONS LES PLUS AVANTAGEUSES GRACE A NOTRE FORMULE DE VENTE DIRECTE

Magasins pilotes :

3, RUE LA BOËTIE - PARIS-8^e
9, BD ST-GERMAIN - PARIS-5^e

COGEREL

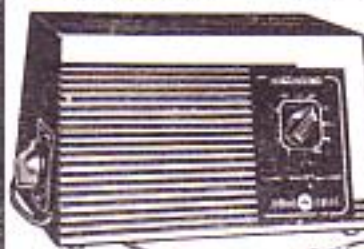
Départements :

VENTE PAR CORRESPONDANCE
COGEREL - DIJON (cette adresse suffit)

DOCUMENTATION GRATUITE SUR DEMANDE :

Catalogue KITS - CTR 8-493 - Catalogue PD - CTR 9-492
(joindre 4 timbres pour frais d'envoi)

RÉALISEZ VOS
POSTES A TRANSISTORS
LAMPOMETRE
SIGNAL TRACER



CONTROLEUR
UNIVERSEL



Economie
Sécurité
Réussite
assurée

Pièces détachées, en ensembles
complets, ou séparées avec schéma
et plans très détaillés

Documentation CA - contre 1,20 F en timbres

TECHNIQUE SERVICE

fermé le lundi
Métro
Charonne

17, Passage Gustave-Lepeu, Paris-11 - Tél. : ROQ. 37-71

CENTRAL-RADIO

35, rue de Rome - PARIS 8^e
522 12-00 et 12-01 CCP 728-45

Expédie dans toute la France toutes
les pièces détachées - Appareils de
mesure et l'outillage du Radio-
électricien.

CATALOGUE contre 4 timbres,
conseillers techniques à votre
disposition à nos magasins.

LE GRAND SPECIALISTE

des Petits Montages Récepteurs de Radio
et de la Radiocommande des Modèles Réduits.
- Ouvrages pour débutants -
Envoi du catalogue général contre 3 F
PERLOR-RADIO
16, R. Hérold, Paris (1^{er}) - Tél. CEN. 65-50

POUR
REUSSIR
A
COUP SUR ?
ESSAYEZ AVEC NOS
SCHEMAS
GRANDEUR
NATURE

MONTAGES FACILES

AMPLIS GUITARE 3 A 50 W
125 SCHÉMAS DE LAMPES
REMISE 25 à 30 %
SUR LAMPES-MAGNÉTOPHONES

Documentation complète c. 4,50 TP

Soc. **RECTA**

37, Av. LEDRU-ROLLIN - PARIS-12^e

NORD RADIO

TOUTES LES PIÈCES DÉTACHÉES ET
ACCESSOIRES DES MEILLEURES MARQUES
A DES PRIX IMBATTABLES

TÉLÉVISEURS - RÉCEPTEURS à transistors
AMPLIS HI-FI - ELECTROPHONES
MAGNÉTOPHONES - INTERPHONES, etc...
Vendus en "KIT" et en ordre de marche.

139, RUE LA FAYETTE, PARIS-10^e
Tél. TRUdaine 89-44 - Autobus et Métro : GARE DU NORD

TOUS LES MAGNÉTOPHONES
(GRUNDIG, PHILIPS, etc.)
TÉLÉVISEURS - ENCEINTES ACOUSTIQUES
PLATINES TOURNE-DISQUES, etc. (Consultez-nous).