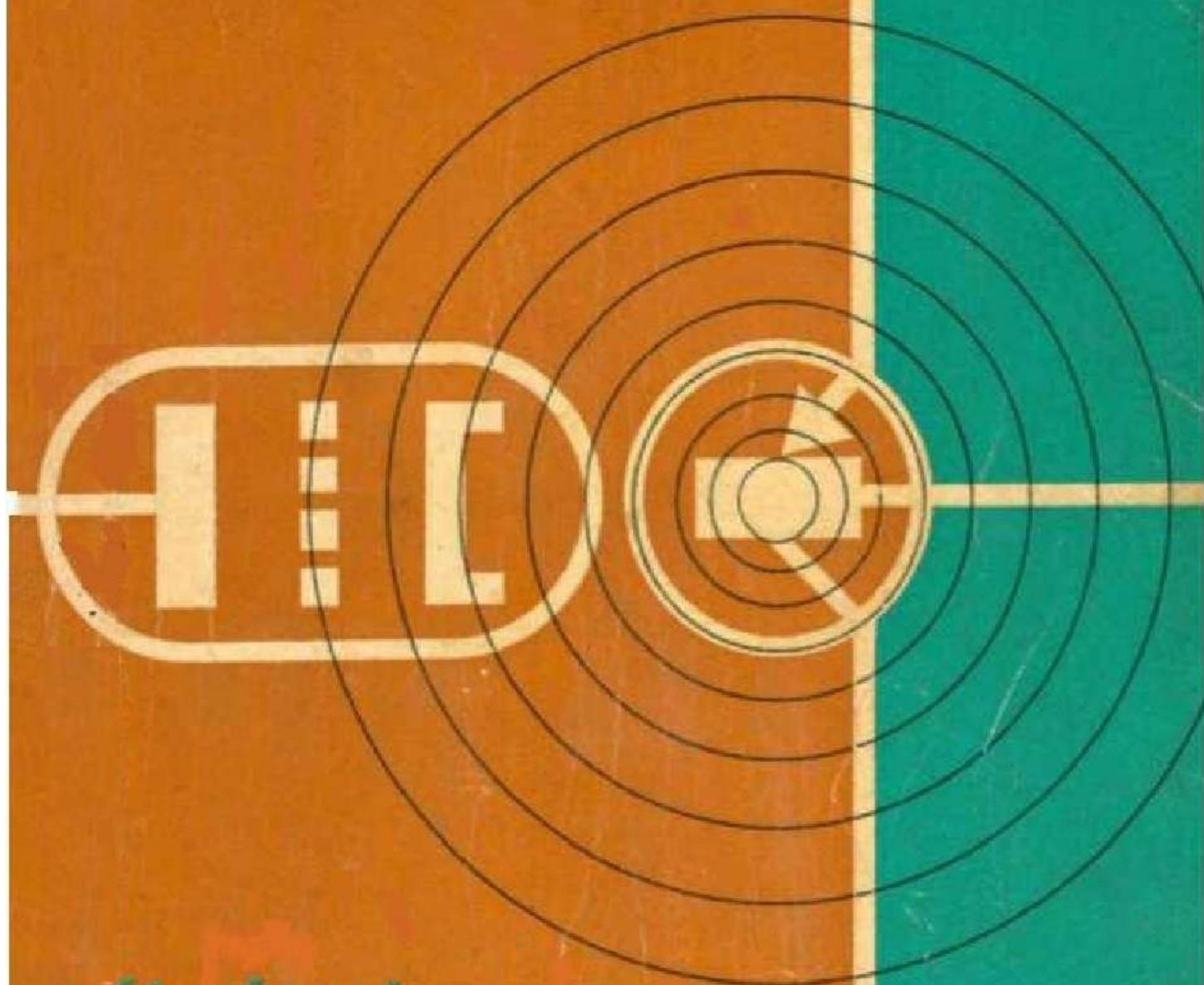


O. Limann



**étude et
conception des
radiorécepteurs
à tubes
et à transistors**

EDITIONS RADIO

POUR RESTER « A LA PAGE », Lisez

==== **TOUTE** ====
L'ÉLECTRONIQUE

Anc^e « Toute la Radio »

Revue mensuelle de technique
expliquée et appliquée

Fondée en 1934

DIRECTEUR: **E. AISBERG**



Réputée dans le monde entier comme la principale revue technique française de radio, **TOUTE L'ÉLECTRONIQUE** tient ses lecteurs au courant de tous les progrès de l'électronique, des télécommunications et de la télévision. Rédigée par une élite de techniciens, elle s'adresse à tous les spécialistes de la radio.

Le numéro 3,30 F

R A D I O
CONSTRUCTEUR
& DÉPANNEUR

Revue mensuelle
de pratique radioélectrique
fondée en 1937

Rédacteur en chef: **W. SOROKINE**



C'est la revue des techniciens, dépanneurs et agents techniques. Dans chaque numéro, elle publie de nombreux montages de récepteurs, amplificateurs, appareils de mesure, émetteurs, etc., avec schémas, photographies et plans de câblage rendant leur réalisation aisée. Abondante documentation pratique et études de perfectionnement instructives.

Le numéro 2,10 F

TELEVISION



Magazine mensuel
fondé en 1939

DIRECTEUR: **E. AISBERG**



Théorie et pratique de la nouvelle technique de la transmission des images et ses développements les plus récents dans le monde. Réalisation des récepteurs de télévision et des appareils de mesure correspondants. Description des appareils industriels et des méthodes de leur dépannage. Tous les progrès de la télévision.

Le numéro 2,10 F

ELECTRONIQUE
INDUSTRIELLE

Revue mensuelle
de technique moderne
destinée aux promoteurs
et aux utilisateurs des
méthodes et appareils
électroniques.



Toutes les applications de l'électronique
à tous les domaines de l'industrie.

Le numéro 4,80 F

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob — PARIS (6^e)

Téléphone: GIDEON 13-65

C. C. P. Paris 1164-34

Etude et conception
des **radiorécepteurs**
à tubes et
à transistors

Le texte original de ce livre a paru en Allemagne sous le titre : FUNKTECHNIK OHNE BALLAST ; il a fait l'objet de 7 éditions successives dont la dernière, parue en 1963, est celle qui a été traduite en français. Ce livre a déjà été publié en danois, et va être traduit en italien. — Note de l'Éditeur.

O. LIMANN

★

Etude et conception des radiorécepteurs à tubes et à transistors

THÉORIE
ET
PRATIQUE

(Traduit de l'allemand)

★

ÉDITIONS RADIO

9 rue Jacob, Paris 6^e

© by Société des Éditions Riedle
(pour l'édition en langue française),
et Franzis-Verlag, München,
(République Fédérale Allemande)

Imprimé en France
Imprimerie Lienhart et Cie, Aubenas

4^e trimestre 1964
Éditeur n° 361

PRÉFACE

Il existe d'excellents ouvrages de radioélectricité destinés à tous les niveaux d'étude. Les uns exposent la théorie, d'autres sont consacrés à la technologie. Mais, jusqu'à présent, aucun traité n'établissait une *liaison directe entre la théorie et la pratique*.

Voilà pourquoi, lorsque nous avons eu l'occasion de parcourir l'édition originale du livre de LIMANN, nous avons éprouvé le sentiment des savants qui découvrent le chaînon manquant entre l'anthropopithèque et l'homme : voici l'ouvrage qui doit ouvrir les portes de la pratique à celui qui a acquis les notions fondamentales de la théorie ! Aussi l'avons-nous fait traduire et vous en présentons ici la version française.

Pour rédiger un tel livre, il fallait être doué d'un réel talent *pédagogique*, avoir une vaste *expérience* en matière de radio et être à *jour* de ses progrès les plus récents. L'auteur réunit toutes ces qualités. Il a enseigné la radioélectricité, il la pratique toujours et il fait partie de la rédaction de la revue « *Funkschau* » qui est, pour l'Allemagne, ce que « *Toute l'Electronique* » est pour la France.

Voilà pourquoi il a réussi à écrire un livre unique en son genre. *Condensé de milliers d'heures d'expérience*, il épargne au lecteur un aride apprentissage en lui dévoilant tous les points de détail, tous les aspects de la petite « cuisine pratique » qu'il est indispensable de connaître.

L'ouvrage tient compte de tous les récents progrès de la technique. Alors que les *transistors* sont, dans tant de livres, traités en « parents pauvres », ici ils sont considérés comme « composants à part entière », au même titre que les tubes électroniques.

La *modulation de fréquence* fait l'objet d'une étude minutieuse. Et cette *stéréophonie* dont l'avènement date de peu, est également traitée dans les pages qui suivent.

L'exposé est ordonné avec la plus rigoureuse logique : lois élémentaires d'électricité, technologie des composants passifs (résis-

tances, condensateurs, bobinages) et actifs (tubes électroniques et transistors), propriétés des circuits formés de ces composants, composition des différents étages des récepteurs et des dispositifs auxiliaires.

L'analyse de divers circuits est considérablement facilitée par l'introduction de la notion de *quadripôle* que l'auteur utilise avec beaucoup d'habileté.

Insistons, enfin, sur l'abondance des illustrations qui rendent aisée l'assimilation des notions les plus complexes.

Sans exagération, on peut affirmer que *chaque heure d'étude de ce livre équivaut à un mois d'étude en classe et d'apprentissage en atelier.*

E. AISBERG.

Les principes généraux

1-1. — La loi d'Ohm.

C'est la mesure de la *chute de tension* U (ou V) produite aux bornes d'une *résistance* R par le passage d'un courant d'*intensité* I qui donne le plus souvent au technicien radio l'occasion d'appliquer la loi d'Ohm, car cette opération très simple lui permet ensuite de calculer l'intensité du courant circulant dans cette résistance :

$$\text{Intensité} = \frac{\text{Tension}}{\text{Résistance}} \quad \text{ou} \quad I = \frac{U}{R}$$

Les unités de mesure des grandeurs mises en jeu sont les suivantes :

- le *volt* (V), pour la tension (U) ;
- l'*ampère* (A) ou le *milliampère* (mA), pour l'intensité (I) ;
- l'*ohm* (Ω) ou le *kiloohm* ($k\Omega$), pour la résistance (R).

$$\text{Ampères} = \frac{\text{Volts}}{\text{Ohms}}$$

$$\text{ou Milliampères} = \frac{\text{Volts}}{\text{Kiloohms}}$$

Par conséquent, lorsque deux des trois grandeurs sont connues, l'une des trois relations ci-dessous permet de calculer la troisième :

Grandeurs connues	Grandeur recherchée	Formule à appliquer
I et R	U	$U = I \times R$
U et R	I	$I = \frac{U}{R}$
U et I	R	$R = \frac{U}{I}$

EXEMPLE 1. — Aux bornes d'une résistance de $6,8 \text{ k}\Omega$, connectée dans le circuit anodique d'un tube, on mesure une

TENSION
 PUISSANCE
 RÉSISTANCE

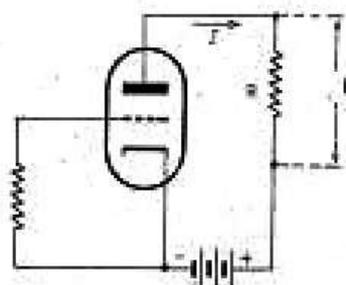


Fig. 1-1. — Détermination de la valeur d'une résistance quand on connaît la chute de tension U et l'intensité I .

différence de potentiel de 23,1 V. Quelle est l'intensité du courant anodique ?

$$I = \frac{U}{R} = \frac{23,1}{6,8} \simeq 3,4 \text{ mA.}$$

EXEMPLE II. — Une résistance est reliée en série avec un milliampèremètre aux bornes d'une pile dont la force électromotrice E est de 4,5 V. L'intensité indiquée par l'appareil est de 3,6 mA. Quelle est la valeur de la résistance ?

$$R = \frac{U}{I} = \frac{4,5}{3,6} = 1,25 \text{ k}\Omega.$$

Les trois échelles de gauche de l'abaque II (page 282) donnent sans calcul la valeur cherchée. Il suffit de relier par une ligne droite les valeurs des deux grandeurs connues. L'intersection de cette ligne avec la verticale représentant la troisième grandeur donne la valeur cherchée. La précision obtenue n'est pas très grande, mais, dans le cas de valeurs inhabituelles, l'abaque indique sûrement la position exacte de la virgule.

1-2. — Diviseurs de tension.

Les tensions partielles U_1 et U_2 sont proportionnelles à la valeur ohmique des résistances R_1 et R_2 :

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1}{R_2}$$

ou, par rapport à la tension totale :

$$\frac{U_1}{U} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Si trois valeurs sont connues, on peut calculer la quatrième, par exemple :

$$U_1 = U \frac{R_1}{R_1 + R_2}; \quad U_2 = U \frac{R_2}{R_1 + R_2};$$

$$R_1 = R_2 \frac{U_1}{U_2}; \quad R_2 = R_1 \frac{U_2}{U_1}.$$

EXEMPLE. — Un diviseur de tension, aux bornes « Prise pour magnétophone » d'un récepteur, comporte une résistance $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$ et une seconde, $R_2 = 2 \text{ M}\Omega$ (fig. 16-24).

La tension basse fréquence (B. F.) fournie est de 500 mV (*millivolts*). Quelle sera la valeur de la tension à l'entrée du magnétophone ? (Attention à l'ordre de grandeur des valeurs !)

$$U_1 = U \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 500 \frac{50}{2050} = 12,2 \text{ mV.}$$

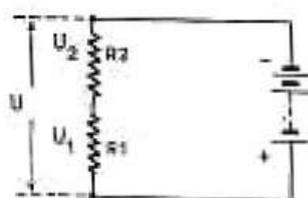


Fig. 1-2. — Répartition d'une tension U à travers un diviseur de tension.

1-3. — Puissance.

Puissance = tension × intensité; ou
 $P = U \times I$,

Trois formules, utilisant les valeurs correspondantes de la loi d'Ohm, permettent le calcul de la puissance :

Grandeurs connues	Formules à appliquer
I et U	$P = U \times I$
I et R	$P = I^2 \times R$
U et R	$P = \frac{U^2}{R}$

Pour éviter des erreurs, ce calcul est toujours effectué avec les mêmes unités : ampère (A), volt (V), ohm (Ω), et l'unité de puissance : le *watt* (W).

EXEMPLE I. — Un récepteur alimenté sur secteur 220 V absorbe une intensité de 0,21 A. Quelle est sa consommation ?
 $P = U \times I = 220 \times 0,21 = 46,2$ W.

EXEMPLE II. — Un courant dont l'intensité est de 40 mA circule dans une résistance de cathode de 180 Ω . Quelle est la valeur de la puissance dissipée ?
 $P = I^2 \times R = 0,04 \times 0,04 \times 180 = 0,288$ W.

Pour éviter tout calcul, l'utilisation de l'échelle de droite de l'abaque II (page 282) est tout indiquée. Les deux valeurs connues sont à nouveau reliées par une droite, dont l'intersection avec l'échelle des puissances indique la valeur cherchée.

1-4. — Résistivité.

Comme conducteurs de courants électriques, on emploie généralement des fils de cuivre ou de métal résistant. Un fil de longueur l et de section s possède une résistance de :

$$R = \rho \frac{l}{s}$$

formule dans laquelle ρ (lettre grecque *rho*) est la *résistivité*, ou caractéristique de la nature du conducteur, l'ordre de grandeur des résistivités étant la résistance ohmique d'un fil de 1 m de longueur et de 1 mm² de section. L'unité de mesure pour ρ est donc :

$$\rho = \frac{\Omega \times \text{mm}^2}{\text{m}}$$

Les physiciens utilisent une autre définition, et adoptent le symbole σ (lettre grecque *sigma*) pour désigner la résistance d'un conducteur de 1 cm de longueur et de

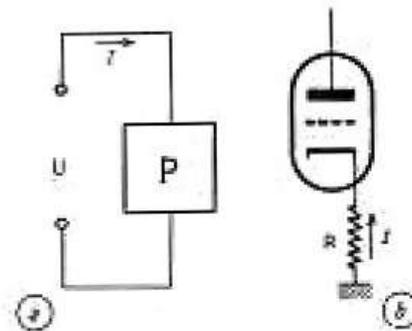


Fig. 1-3. — Calculs de consommation, selon que l'on connaît U et I (a) ou R et I (b).

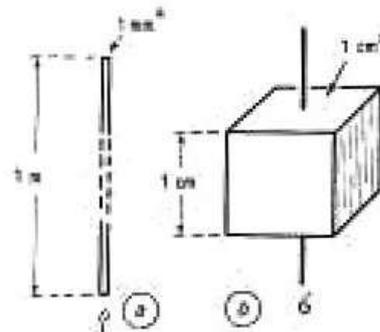


Fig. 1-4. — Résistance unitaire d'un fil (a), et résistance spécifique d'un cube de 1 cm de côté (b).

1 cm² de section, comme ordre de grandeur de la résistivité. Unité de mesure pour σ :

$$\sigma = \frac{\Omega \times \text{cm}^2}{\text{cm}} = \Omega \times \text{cm}$$

Cette définition est utilisée de préférence pour les matières isolantes et pour les semiconducteurs.

Transposition : $\rho = 10\,000 \sigma$.

Pour exprimer la résistance, ρ ne donne que des chiffres très petits, peu pratiques. C'est pourquoi on utilise souvent son inverse, la *conductivité* G .

$$G = \frac{1}{\rho}$$

Pour le cuivre : $\rho = 0,0173$; $G = 57,8$.

EXEMPLE. — La résistance d'un fil de cuivre de 80 m de longueur et de section de 0,5 mm² est de :

$$R = \frac{l}{s} \times \rho = \frac{80}{0,5} \times 0,0173 = 2,76 \Omega$$

$$\text{ou } R = \frac{l}{s \times G} = \frac{80}{0,5 \times 57,8} = 2,76 \Omega$$

1-5. — Couplage des résistances.

Des résistances en série se comportent comme une résistance R_{tot} ayant la valeur de la somme des résistances individuelles :

$$R_{tot} = R_1 + R_2$$

La valeur de deux résistances montées en parallèle est donnée par la formule :

$$R_{tot} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

Cette valeur est toujours plus petite que la plus petite des résistances constituant l'ensemble.

EXEMPLE. — $R_1 = 18 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 9 \text{ k}\Omega$.

$$R_{tot} = \frac{9 \times 18}{9 + 18} = \frac{9 \times 18}{27} = 6 \text{ k}\Omega$$

L'abaque I (page 281) donne directement la résistance R_{tot} . Les deux échelles extérieures représentent les valeurs individuelles des deux résistances, en Ω , $\text{k}\Omega$, ou $\text{M}\Omega$, suivant leurs grandeurs. L'intersection d'une ligne droite réunissant ces deux valeurs avec l'échelle centrale indique la valeur de la résistance R_{tot} .

EXEMPLE. — Pour $R_1 = 18 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 9 \text{ k}\Omega$, $R_{tot} = 6 \text{ k}\Omega$.

1-6. — Branchement des condensateurs.

Lorsque des condensateurs sont connectés *en parallèle*, leurs capacités s'additionnent :

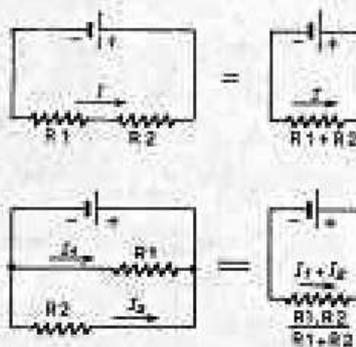


Fig. 1-5. — Branchement en série (en haut) et en parallèle (en bas) de deux résistances.

CAPACITE
ET
SELF-INDUCTION

$$C_{\text{tot}} = C_1 + C_2$$

En revanche, les condensateurs mis en série donnent toujours une valeur plus faible que le plus petit d'entre eux. La capacité résultante est donnée par la formule :

$$C_{\text{tot}} = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$$

L'unité de capacité est le farad (F), mais sa valeur étant trop grande, on emploie ses sous-multiples :

- le microfarad : μF ($F \times 10^{-6}$);
- le nanofarad : nF ($F \times 10^{-9}$);
- et le picofarad : pF ($F \times 10^{-12}$).

EXEMPLE. — Dans un circuit oscillant, un condensateur fixe de 470 pF est connecté en série avec un condensateur variable. Quelle est la capacité totale lorsque le condensateur variable se trouve sur une position lui donnant une valeur de 352 pF ?

$$C_{\text{tot}} = \frac{352 \times 470}{352 + 470} = \frac{352 \times 470}{822} = 201 \text{ pF.}$$

La capacité résultante de deux condensateurs en série est également donnée par l'abaque I (page 281).

1-7. — Branchement des bobinages.

Lorsque deux bobinages sont connectés en série, de la manière indiquée dans la figure 1-7 a, c'est-à-dire sans induction mutuelle, leurs self-inductions s'ajoutent :

$$L_{\text{tot}} = L_1 + L_2$$

Si leurs champs magnétiques sont orientés dans la même direction, et si le sens de leurs enroulements est le même, la self-induction totale L_{tot} est plus élevée que $L_1 + L_2$ (fig. 1-7 b).

Si l'une des bobines est retournée, leurs champs s'annulent en partie, et la valeur totale de la self-induction devient plus petite que $L_1 + L_2$ (fig. 1-7 c).

Lorsque deux bobinages identiques sont enroulés ensemble, côte-à-côte, sur le même noyau, et connectés dans le sens indiqué par la figure 1-7 d, toute self-induction est pratiquement supprimée : $L_{\text{tot}} \approx 0$. Ce mode de bobinage est appelé « enroulement bifilaire ».

La self-induction totale de deux bobinages connectés en parallèle, sans induction mutuelle, est donnée par la formule :

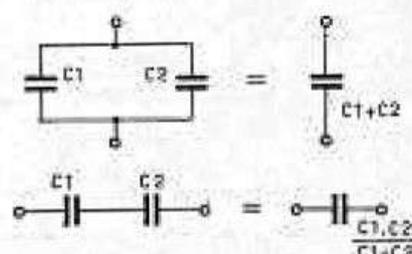


Fig. 1-6. — Branchement en série (en bas) et en parallèle (en haut) de deux condensateurs.

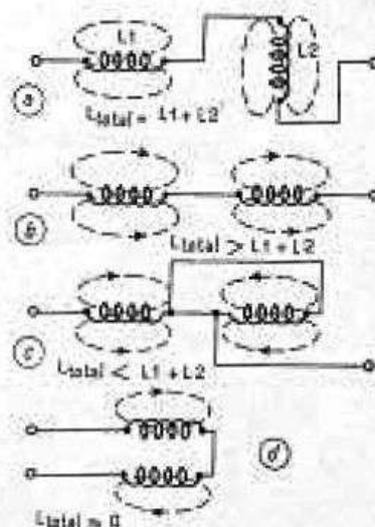


Fig. 1-7. — Influence de l'orientation de deux enroulements.

$$L_{tot} = \frac{L_1 \times L_2}{L_1 + L_2}$$

Lorsque les champs se conjuguent, ou, au contraire, lorsqu'ils sont en opposition, les valeurs obtenues sont plus grandes, ou plus petites. Le calcul en est difficile ; on le détermine généralement à l'aide de mesures. L'unité de self-induction est le *henry* (H).

1-8. — Grandeur de la réactance capacitive.

Plus grande est la capacité C d'un condensateur, et plus élevée est la fréquence f du courant alternatif auquel il est soumis, plus forte sera l'intensité qui le parcourt, ou plus petite au contraire la réactance capacitive X_C .

$$\text{Réactance capacitive} = \frac{1}{2\pi f C}$$

(ou *capacitance*)

où l'expression $2\pi f$ exprime la *pulsation* du courant alternatif. Elle est généralement représentée par la lettre grecque *oméga* (ω).

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} \quad (\text{en } \Omega, \text{ Hz et Farad})$$

$$\text{ou } X_C = \frac{159\,000}{f C} \quad (\text{en k}\Omega, \text{ kHz et pF}).$$

EXEMPLE. — Quelle est la capacité d'un condensateur de 5 nF pour $f = 800$ Hz ? (5 nF = 5000 pF, 800 Hz = 0,8 kHz)

$$X_C = \frac{159\,000}{0,8 \times 5000} = 39,7 \text{ k}\Omega.$$

L'abaque III (page 283) donne directement la capacité. Les valeurs choisies sur les échelles f et C sont à réunir par une droite, le résultat se lit sur l'échelle X_C . Les échelles intermédiaires ne sont pas utilisées dans ce cas.

1-9. — Déphasage capacitif.

Si on branche une source de courant continu aux bornes d'un circuit capacitif, c'est-à-dire comportant uniquement un condensateur, celui-ci va subir instantanément un afflux de courant qui tend à le charger rapidement ; mais ce n'est que lorsque la charge est complète que la tension totale de la source apparaît à ses bornes. Celle-ci cesse alors de débiter.

Le même phénomène se reproduit avec le courant alternatif : c'est en effet seulement à l'instant précis où l'intensité, décroissante, atteint le point zéro (fig. 1-9)

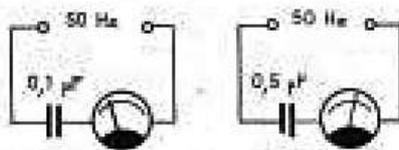


Fig. 1-8. — Elévation du courant par diminution de la résistance présentée par un condensateur de valeur plus élevée.

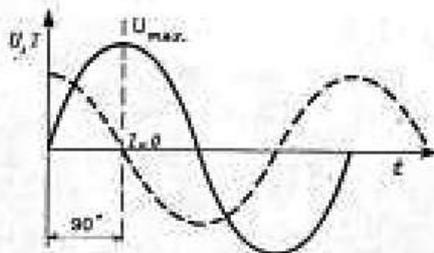


Fig. 1-9. — Courbes de courant et de tension aux bornes d'un condensateur dans un circuit à courant alternatif.

et va inverser sa polarité, que la tension aux bornes du condensateur atteint son maximum. On dit que la tension est en retard d'un quart de période, ou 90° , sur le courant, ou bien que le courant est en avance sur la tension. C'est le *déphasage*.

Lorsque la tension (ou le courant) égale zéro, la puissance $P = U \times I$ est également nulle. Un condensateur n'a donc pas de consommation propre. Son opposition au courant est de nature « réactive », et se nomme *réactance capacitive* (symbole X_C) par opposition à la résistance ohmique R qui, « active », dissipe de la puissance.

1-10. — Valeur de l'inductance.

Lorsqu'un bobinage est parcouru par un courant alternatif, son champ magnétique s'annule, s'inverse et se forme à nouveau, engendrant une *force électromotrice* opposée à celle qui le fait circuler, à chaque changement de polarité du courant.

L'énergie exigée pour recréer à chaque instant ce champ magnétique est d'autant plus grande que la fréquence est élevée.

L'opposition de la self-induction des bobinages au courant alternatif est donc également de nature « réactive ». Elle est nommée *réactance inductive* X_L ou *inductance* et est égale à ωL .

L'inductance croît avec la fréquence.

Inductance = $2\pi \times$ Fréquence \times Self-induction.

$X_L = \omega L = 2\pi f L$ (en Ω , Hz et H)
ou $X_L = 6,28 f L$ (en Ω , kHz et mH).

EXEMPLE. — Un bobinage d'arrêt haute fréquence a une résistance au courant continu de $1,8 \Omega$ et une self-induction de 2 mH. Quelle est la valeur de l'inductance pour $f = 2$ MHz (ou 2000 kHz) ?

$X_L = 6,28 \times 2000 \times 2 = 25\ 120 \Omega$.

L'inductance est donc environ 14 000 fois plus élevée que la résistance au courant continu !

La valeur de la self-induction dépend du nombre de spires, des dimensions de l'enroulement et de la nature du noyau. De même que, dans les condensateurs, le diélectrique augmente la capacité, la self-induction est augmentée par la présence d'un noyau de fer dans le champ des bobinages.

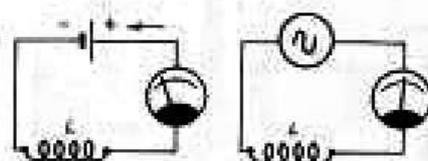


Fig. 1-10. — Augmentation de la résistance d'un enroulement soumis à un courant alternatif.

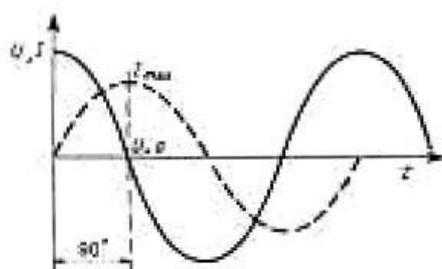


Fig. 1-11. — Courbes de courant et de tension dans un enroulement parcouru par un courant alternatif.

1-11. — Déphasage inductif.

A l'instant même où le commutateur d'un circuit inductif (c'est-à-dire comportant uniquement un bobinage) est fermé, la tension de la source est appliquée aux bornes du bobinage, tandis que l'intensité commence par croître lentement, son maximum n'apparaissant que lorsque le champ magnétique est complètement établi.

Si le courant alimentant le circuit est alternatif, l'intensité maximale apparaît également après la valeur maximale de la tension. Contrairement au condensateur, la tension dans un bobinage est en avance sur le courant. Le déphasage, toutefois, demeure d'un quart de période, ou 90° .

Mais chaque bobinage présente, de plus, une opposition « active », agissant comme une résistance ohmique, et composée, d'une part, de la résistance pure du fil de l'enroulement au courant continu, et d'autre part, de résistances de pertes diverses n'apparaissant que sous l'action du courant alternatif.

1-12. — Résistance « réactive », résistance « active », résistance « apparente ».

L'addition arithmétique de la réactance inductive X_L avec la résistance ohmique r ne donne pas l'opposition totale d'un bobinage au courant alternatif, qui est nommée *résistance apparente* ou, plus couramment, *impédance Z* , et dont la connaissance est indispensable à l'application de la loi d'Ohm aux bobinages.

La représentation vectorielle du déphasage entre X_L , ou ωL , et r permet de l'obtenir facilement. Si nous traçons, à angle droit, deux vecteurs proportionnels à nos deux valeurs, la longueur d'une droite les réunissant nous donnera la résultante cherchée. Cette troisième droite représentant l'hypoténuse du triangle ainsi formé (fig. 1-12), sa valeur peut être calculée en appliquant le théorème de Pythagore :

$$Z_{\text{tot}} = \sqrt{(\omega L)^2 + r^2}$$

Plus la résistance r d'un bobinage est élevée, plus grand est l'angle de pertes δ (delta) (fig. 1-12). Il permet donc d'apprécier la valeur de cette résistance, indésirable dans un bobinage.

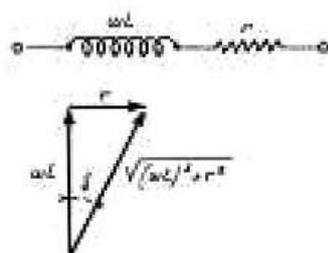


Fig. 1-12. — Représentation graphique de la résistance ohmique et de l'impédance ωL d'un enroulement.

Une relation trigonométrique donne la tangente de l'angle δ , donc le rapport $r : \omega L$.

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{r}{\omega L}$$

L'impédance ne peut être mesurée qu'à l'aide d'une tension alternative, et le résultat n'est valable que pour la fréquence utilisée.

1-13. — Facteur de pertes d'un condensateur.

Les condensateurs présentent aussi, outre la réactance capacitive $1/\omega C$, une résistance « active » supplémentaire r au courant alternatif, qui représente le *facteur de pertes* ou la « qualité » du condensateur.

De même que pour les bobinages, réactance capacitive et résistance « active » des capacités s'additionnent trigonométriquement pour donner l'impédance :

$$Z_C = \sqrt{\left(\frac{1}{\omega C}\right)^2 + r^2}$$

Graphiquement, la réactance capacitive s'inscrit dans la direction opposée à celle de la réactance inductive (fig. 1-12), puisque l'intensité est ici en avance de 90° sur la tension, alors que, dans le cas du bobinage, elle est en retard sur cette même tension.

Le déphasage total entre courant dans un condensateur et courant dans un bobinage est donc de 180° .

Dans les condensateurs également, l'angle δ définit l'angle de pertes :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{r}{1/\omega C} = r \omega C \quad (\text{en } \Omega, \text{ Hz et F}).$$

EXEMPLE. — Pour les condensateurs au papier, on admet un facteur de pertes maximum $\operatorname{tg} \delta = 0,015$. Quelle est la résistance de pertes r d'un condensateur de 10 nF à la fréquence de 800 Hz ?

$$\operatorname{tg} \delta = r \omega C$$

$$r = \frac{\operatorname{tg} \delta}{\omega C}$$

$$r = \frac{0,015 \times 10^9}{2 \pi \times 800 \times 10} = 300 \Omega.$$

Cette résistance de pertes r n'apparaît que sous l'action du courant alternatif. Elle ne doit pas être confondue avec la résistance d'isolement, mesurable en courant continu.

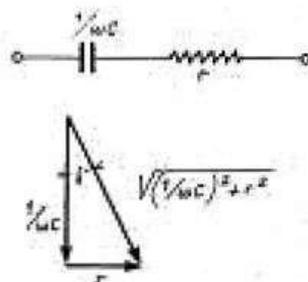


Fig. 1-13. — Représentation graphique de la résistance de pertes r et de la capacité $1/\omega C$ d'un condensateur.

COUPLAGE DE SOURCES DE COURANT

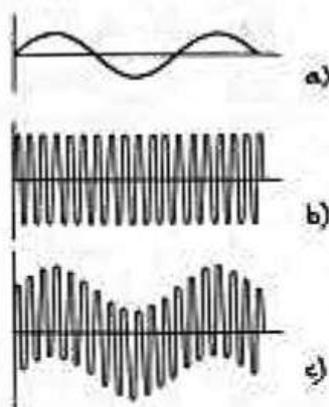


Fig. 1-14. — Superposition (en c) de deux tensions sinusoïdales (a et b).

CIRCUITS OSCILLANTS

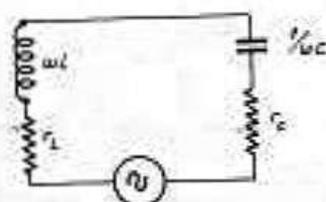


Fig. 1-15 a. — Branchement en série d'un bobinage et d'un condensateur dans un circuit à courant alternatif.

1-14. — Addition de diverses tensions.

Lorsque deux sources de courant débitent dans un même circuit, leurs tensions s'additionnent.

S'il agit de deux tensions alternatives de fréquences différentes (fig. 1-14 a et 1-14 b), les valeurs instantanées s'additionnent à tout moment, par exemple aux bornes d'une résistance R connectée dans le circuit, et la tension totale offre l'aspect représenté par la figure 1-14 c.

Aucune fréquence nouvelle n'en résulte, et l'on ne relève dans le circuit que les deux fréquences d'origine. Des moyens appropriés en permettent aisément la séparation.

1-15. — Circuit oscillant fermé.

Le comportement des condensateurs devant le courant alternatif est l'opposé de celui des bobinages.

En effet, lorsque la fréquence du courant s'élève, la capacitance $1/\omega C$ diminue, tandis que l'inductance ωL augmente. Dans le condensateur, l'intensité est en avance de 90° , alors qu'elle est en retard, également de 90° , dans le bobinage.

Si l'on connecte ensemble ces deux composants dans un circuit, leurs propriétés respectives s'annulent pour une fréquence déterminée, la *fréquence de résonance* $f_{rés}$, obtenue lorsque l'inductance est égale à la capacitance.

Seules restent actives les résistances de pertes r_L et r_C .

Ce montage est nommé *circuit oscillant*, *circuit résonnant* ou *circuit accordé*. C'est, avec la lampe et le transistor, l'élément le plus important de la technique radio.

Au moment de la résonance, c'est-à-dire lorsque la condition : inductance = capacitance est remplie, nous avons :

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

$$\text{d'où il vient : } \omega^2 = \frac{1}{L C}$$

$$f_{rés} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L C}} \quad (\text{en Hz, H et F})$$

$$\text{ou } f_{rés} = \frac{159}{\sqrt{L C}} \quad (\text{MHz, } \mu\text{H et pF}).$$

Nous avons vu qu'à la résonance l'action réactive des impédances est annulée, ne laissant actives que les résistances de

perles. Il en résulte, par conséquent, un accroissement d'intensité, qui développe un important champ magnétique autour du bobinage, et un fort champ électrique entre les armatures du condensateur.

Le champ magnétique est maximum lorsque l'intensité atteint son sommet; le champ électrique, au contraire, atteint le maximum lorsqu'elle passe à zéro, car c'est à ce moment que la tension est maximale aux bornes du condensateur.

Les deux champs se succèdent donc alternativement. L'énergie oscille de côté et d'autre entre bobinage et condensateur.

1-16. — Circuit oscillant ouvert. Dipôle.

Si nous écartons légèrement les armatures du condensateur d'un circuit oscillant, sa capacité va diminuer, mais les propriétés du circuit subsisteront.

Excitons maintenant ce circuit, par exemple en couplant avec lui un autre bobinage parcouru par un courant de la même fréquence (fig. 1-15 b) : un champ électrique de haute fréquence va aussitôt se développer entre les armatures du condensateur, et un champ magnétique autour du bobinage.

Séparons complètement les armatures du condensateur, et plaçons-les de part et d'autre du bobinage, de façon à former une ligne droite (fig. 1-16 b), le bobinage se trouvant au centre. Nous avons réalisé un *circuit oscillant ouvert*, nommé, si sa construction est parfaitement symétrique, *dipôle*.

Des oscillations de haute fréquence peuvent également exciter ce circuit. Le champ électrique se forme librement dans l'espace, les *lignes de force* vont d'une armature à l'autre en décrivant des courbes en forme d'arc.

1-17. — Installations d'antennes.

Si nous remplaçons l'armature inférieure du condensateur du circuit oscillant ouvert, décrit dans le précédent paragraphe, par la surface du sol, les lignes de force du champ électrique se développeront en un demi-cercle qui semble complété par son image réflétiée dans le sol, comme si la deuxième armature était toujours présente (fig. 1-17 a).

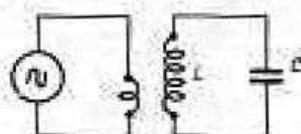


Fig. 1-15 b. — Le même effet de présence d'un courant dans le circuit, est obtenu lorsque la source de courant alternatif est branchée au circuit LC par l'intermédiaire d'un couplage par bobinage. Pour des raisons de simplification il n'a pas été tenu compte des pertes par rayonnement.

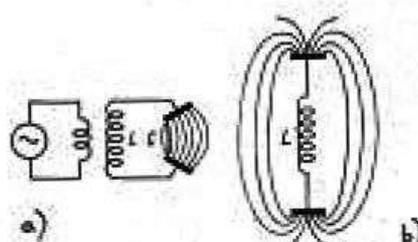


Fig. 1-16. — Ecartement des armatures d'un condensateur du circuit oscillant.

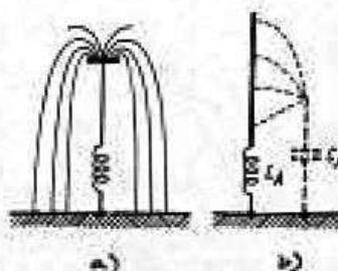


Fig. 1-17. — Circuit oscillant ouvert (cas de l'antenne) mis à la terre à une extrémité.

ONDES ELECTROMAGNETIQUES

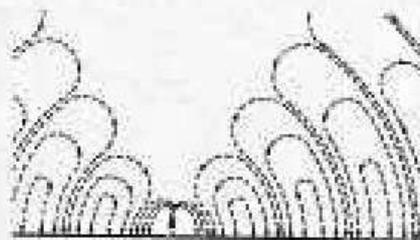


Fig. 1-18. — Répartition du champ électrique autour d'une antenne.

Les installations d'antennes des stations de radiodiffusion en ondes moyennes représentent un exemple de circuit ouvert mis à la terre à une extrémité. Elles sont composées d'un ou plusieurs brins horizontaux ou verticaux, ou encore d'un mât unique isolé.

Cette disposition d'antenne la fait correspondre à l'armature supérieure du condensateur. Cette armature forme avec le sol un condensateur de capacité C_A (fig. 1-17 b) égale à la capacité d'antenne. C'est ainsi que peut se développer un champ électrique entre antenne et terre.

La self-induction de ce circuit ouvert est nommée *self-induction d'antenne* L_A .

1-18. — Champ électromagnétique.

De même que dans un circuit oscillant fermé, il se développe dans un circuit d'antenne des champs électriques et magnétiques dont le sens est alternatif. Ils se dégagent de l'antenne, s'élargissent, rayonnent dans l'espace, ainsi que des ondes ridant une nappe d'eau tranquille.

En technique radio, le champ électrique est le plus efficace, car l'antenne travaille principalement en tant que capacité.

La distance entre deux ondes de même sens est nommée *longueur d'onde* λ (*lambda*). Elle correspond à une période de la fréquence émise.

Les ondes se propagent à la vitesse de la lumière c de 300 000 km par seconde. Ainsi, pour une fréquence de 200 kHz, 200 000 ondes sont émises en une seconde, et se répartissent sur une étendue de 300 000 000 de mètres. Deux ondes voisines sont donc écartées l'une de l'autre de $300\ 000\ 000/200\ 000 = 1500$ m.

$$\begin{aligned} \text{Longueur d'onde} &= \frac{\text{Vitesse}}{\text{Fréquence}} \\ (\text{en m}) &= \frac{300\ 000\ 000}{\text{Fréquence}} = \lambda = \frac{c}{f} \end{aligned}$$

1-19. — Propagation des ondes radio.

Les ondes radio se propagent principalement dans deux directions :

a) une partie, appelée *onde de sol*, emprunte directement une direction parallèle à la surface du sol; ces ondes sont assez rapidement affaiblies par les obstacles

rencontrés et ne contribuent bientôt plus à la réception ;

b) une autre partie, appelée *spatiale*, s'écarte de la surface terrestre, et, atteignant l'*ionosphère*, ou couche de Heaviside, qui possède certaines propriétés de conduction électrique, est plus ou moins réfléchi, suivant les longueurs d'onde, et parvient à regagner la terre. Ce phénomène rend la réception possible à des distances considérables, parfois même jusqu'aux antipodes.

L'onde de sol et l'onde spatiale peuvent hélas ! parvenir toutes deux au même récepteur, par des chemins différents, c'est-à-dire avec des déphasages provoquant des interférences, des renforcements ou affaiblissements allant jusqu'au phénomène d'évanouissement connu sous le nom de *fading*.

Les ondes très courtes sont mal réfléchies par les couches supérieures de l'atmosphère. Elles les traversent, et disparaissent dans l'espace. Cela permet, par exemple, le guidage des fusées spatiales jusqu'à d'autres planètes. Seule, une toute petite partie de l'énergie est renvoyée vers la terre.

Pour couvrir de grandes distances sur la surface terrestre à l'aide de ces ondes, une grande dépense d'énergie est nécessaire, étant donné que l'on doit recourir au système des relais ou à la propagation troposphérique.

1-20. — Portée des ondes ultra-courtes.

Plus courte est la longueur d'onde, moindre est la réflexion sur les couches ionosphériques. Dans le cas des ondes ultra-courtes, on peut tenir pour négligeable la fraction d'énergie réfléchi vers le sol ; l'onde émise vers l'espace disparaît donc entièrement. Seule, la partie appelée onde de sol est utilisable pour la réception.

La portée des ondes ultra-courtes est seulement un peu plus grande que la portée visuelle d'un observateur placé sur l'antenne d'émission. Cette particularité rend possible l'utilisation sur un même territoire de plusieurs émetteurs, travaillant avec la même longueur d'onde, sans avoir à craindre les interférences. L'émission radiophonique sur ondes ultra-courtes est par conséquent réservée aux courtes distances.

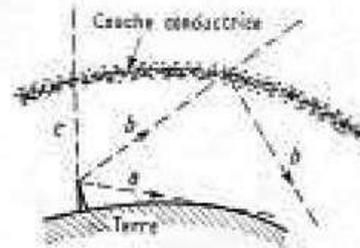


Fig. 1-19. — Propagation d'une onde radio.
a) Onde de sol.
b) Onde d'espace.
c) Fraction de l'onde d'espace traversant l'ionosphère et disparaissant.

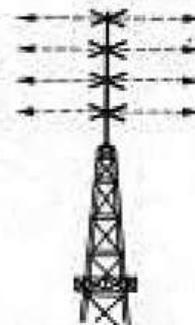


Fig. 1-20. — Antennes de radiodiffusion et de télévision diminuant l'importance du rayonnement vers le haut.

Par des dispositifs spéciaux placés sur l'antenne, dispositifs réduisant le rayonnement vers l'espace et renforçant l'énergie de rayonnement de l'onde de sol, on est arrivé à rendre la réception stable et constante dans un rayon plus étendu.

1-21. — Gammes d'ondes.

Aux premiers temps de la technique radio, on ne calculait que par longueur d'onde, sans autre précision. De là vient la présentation en gammes d'ondes du tableau de classification ci-dessous.

Les ondes centimétriques ne sont, jusqu'à présent, utilisées que dans des buts spéciaux.

Aux Etats-Unis, on a classifié les ondes différemment, et nous avons adopté leurs dénominations de V.H.F. pour les ondes métriques et de U.H.F. pour les ondes décimétriques.

Limites des	Longueurs d'onde		Fréquences		Abréviations
Grandes ondes	2000	1000 m	150	300 kHz	G. O.
Petites ondes	500	200 m	500	1500 kHz	P. O.
Ondes courtes	100	10 m	3	30 MHz	O. C.
Ondes métriques	10	1 m	30	300 MHz	V. H. F.
Ondes décimétriques	1	0,1 m	300	3000 MHz	U. H. F.
Ondes centimétriques	10	1 cm	3000	30000 MHz	—

ANTENNES V.H.F. ET ANTENNES FERRITE

1-22. — Antennes de réception pour V.H.F.

Pour la réception des V.H.F. (ondes métriques, ou ultra-courtes), l'antenne doit être accordée sur la longueur d'onde de l'émetteur. On emploie à cette fin l'antenne dipôle, symétrique, dont les deux éléments ont pour dimensions totales la moitié environ de la longueur d'onde, soit $\lambda/2$, réalisant ainsi l'accord avec l'émetteur.

Cette antenne possède des propriétés directives, le maximum de gain étant obtenu lorsqu'elle est orientée perpendiculairement à la direction de l'émetteur (dipôle « a » de la fig. 1-22). Le dipôle « b » de la même figure, tourné à 90° de l'orientation optimale, ne donne plus qu'un gain très faible.

Toutefois, des réflexions des ondes sur les constructions ou obstacles quelconques les font souvent dévier de leur direction initiale. L'orientation optimale d'une antenne doit donc être recherchée expérimentalement.

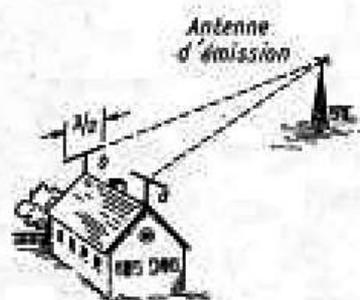


Fig. 1-22. — Effet directionnel d'un dipôle pour ondes ultra-courtes.

L'antenne d'émission est composée de plusieurs groupes de dipôles. Disposée horizontalement, elle rayonne un champ dont la direction est également horizontale. On dit que l'onde est *polarisée* horizontalement.

Les obstacles verticaux, pylônes, arbres, etc., sont sans influence sur ces ondes, tandis que les lignes de haute tension, de téléphone, etc., contribuent au contraire à leur propagation.

Le dipôle récepteur doit également être horizontal.

1-23. — Adaptation de l'antenne.

A sa fréquence de résonance, un dipôle accordé agit comme une résistance « active », car c'est, en fait, un circuit oscillant. La valeur de la *résistance de rayonnement*, ou impédance, d'un dipôle simple (fig. 1-23 a) est toujours de 60 à 70 Ω . Celle du *dipôle replié* en forme de trombone (fig. 1-23 b) est de 240 Ω .

Si l'on fait débiter un générateur dans un câble à deux conducteurs de longueur illimitée, l'énergie le parcourt jusqu'à disparaître dans l'infini : toute la puissance est *dissipée*. Le câble se comporte donc comme une résistance « active », dont la valeur est appelée *impédance caractéristique*, ou plus couramment *impédance*.

Si l'on connecte à une section de câble une résistance ohmique de la valeur de son impédance, réalisant ainsi l'*adaptation*, cette section se comporte comme le câble de longueur infinie, et transmet l'énergie, presque sans pertes, à la résistance.

1-24. — Câbles pour antennes V.H.F.

L'énergie induite par une antenne dipôle est transmise au récepteur avec le minimum de pertes, lorsque les impédances de l'antenne, du câble et de l'entrée du récepteur sont identiques. L'impédance du câble doit donc être adaptée.

En V.H.F., on préfère l'antenne repliée, dont l'impédance est de 240 Ω . Le câble correspondant est composé de deux conducteurs en fil divisé de 1 mm de section, écartés de 8 mm, dans un revêtement plastique.

Pour le dipôle simple, dont l'impédance est de 60 Ω , la distance entre les

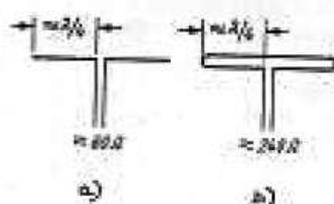


Fig. 1-23. — Dipôle simple (a) et « trombone » (b).

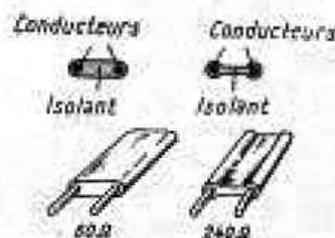


Fig. 1-24. — Câbles d'antenne pour ondes ultra-courtes.

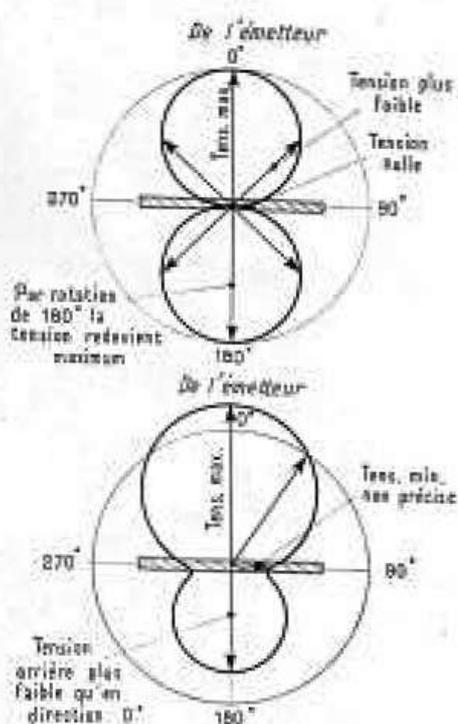


Fig. 1-25. — Effet directif d'une antenne ferrite; l'axe de l'antenne est représenté en hachuré. En haut (a), diagramme de directivité lorsque l'action du champ magnétique est éliminée à l'aide d'un blindage; en bas (b), diagramme obtenu lorsqu'il n'y a pas de blindage.

conducteurs du câble adapté est réduite à 0,5 ou 0,8 mm.

Il existe également, de préférence pour les descentes d'antennes blindées ou les antennes collectives, du câble blindé à deux ou à un seul conducteur intérieur. Ce dernier porte le nom de *coaxial*. Leurs impédances sont de 60 Ω pour le coaxial, et 120 Ω pour celui à deux conducteurs.

1-25. — Principe de l'antenne (ou cadre) ferrite.

Dans les antennes ordinaires ou dipôles, les courants induits proviennent du champ électrique engendré par l'émetteur, champ dont nous avons vu les lignes de force se développer entre les armatures écartées du condensateur des figures 1-16 et 1-17.

Mais on peut également, à l'aide d'un bobinage fermé, appelé *cadre*, utiliser pour la réception le *champ magnétique* créé en même temps. Le couplage maximum avec l'émetteur, c'est-à-dire le meilleur *gain*, est obtenu en dirigeant vers celui-ci le plan du bobinage. Cette *directivité* a l'avantage de réduire les interférences avec des émissions émanant de directions différentes.

Succédant aux anciens cadres, dont les spires atteignaient un diamètre prohibitif, le *cadre ferrite* est constitué de bobinages de dimensions très réduites, entourant un bâtonnet de ferrite, matière dont les propriétés magnétiques ont permis une « miniaturisation » poussée, ce qui permet de loger un cadre dans un récepteur de faible volume.

C'est lorsque le cadre ferrite est soustrait à l'action du champ électrique à l'aide d'un blindage métallique que son *diagramme de directivité* (fig. 1-25 a) est le plus étroit, autrement dit, que la réception des émetteurs situés perpendiculairement à la direction initiale est le plus affaiblie. Mais une rotation de 180° révèle alors l'existence d'un second maximum: le *rapport avant/arrière* est de 1. L'audition risque d'être perturbée par des émetteurs situés dans la direction opposée!

La suppression du blindage laisse libre cours au champ électrique, et le diagramme s'élargit. Par contre, la même rotation de 180° montre une amélioration du rapport avant/arrière: le gain du cadre

augmente, tandis que le risque de perturbations venues de la direction opposée diminue considérablement.

Certains récepteurs comportent une « antenne » ferrite orientable à l'aide d'un bouton de commande, combiné parfois avec un index permettant le repérage en azimut des stations. Dans les petits récepteurs, ou portatifs, l'antenne est fixe; l'orientation exige donc la rotation de l'appareil tout entier.

1-26. — Ondes sonores - Courants de basse fréquence.

La parole et la musique se composent de compressions ondulatoires de l'air; les vibrations ou *ondes sonores*.

Leurs fréquences varient entre 16 Hz (notes basses) et 16 000 Hz (notes aiguës). L'étendue de la plage de fréquences couverte par un piano, par exemple, est de quelque 27 Hz à 4 000 Hz.

Les ondes sonores sont transformées par le *microphone* en courant alternatif de même fréquence, et peuvent ainsi être transportées par fil (*courants de basse fréquence*, ou B.F.).

Les sons formant la parole et la musique se composent d'une *fréquence fondamentale*, qui leur donne leur hauteur, et d'une série de fréquences plus hautes, les *harmoniques*, dont le nombre et la puissance permettent de reconnaître le *timbre* des voix humaines et des instruments de musique.

Pour la reproduction des émissions radio, on réduit la plage de fréquences, au moyen de réglages de tonalité, souvent à partir de 4 500 Hz jusqu'à 8 000 Hz, afin de diminuer l'amplitude des bruits parasites.

1-27. — Variation de l'amplitude de H.F.

Les courants B. F. sont retransformés en ondes sonores par les écouteurs ou les haut-parleurs. Ce fait constitue d'ailleurs le principe du téléphone normal. Mais ils ne peuvent être rayonnés directement dans l'espace en tant qu'ondes électriques.

On a donc recours, pour leur transmission, à des oscillations de *haute fréquence* (H. F.), dont l'*amplitude*, soumise à leur

LA MODULATION A L'ÉMISSION

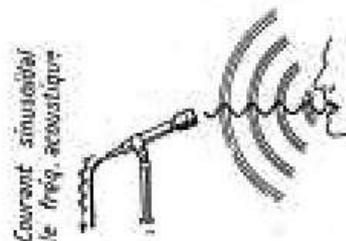


Fig. 1-26. — Transformation de sons en courant de fréquence acoustique à l'aide d'un microphone.

LA MODULATION D'AMPLITUDE (A.M.)

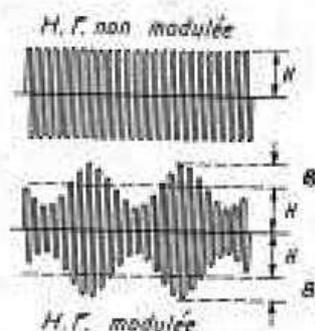


Fig. 1-27. — Modulation en amplitude d'oscillations de haute fréquence. L'amplitude est la « hauteur » d'une période.

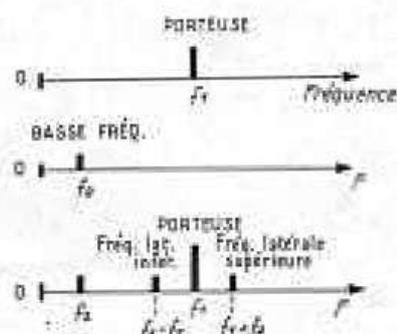


Fig. 1-28. — Représentation des fréquences latérales pour une porteuse modulée en amplitude par de la basse fréquence.

influence par des moyens appropriés, est rendue variable à la cadence de la fréquence des courants B. F. à transmettre; on dit alors que l'amplitude est *modulée*.

L'« enveloppe » contourant les oscillations H.F., de part et d'autre de la ligne médiane (fig. 1-27, en bas), représente les oscillations B.F., et porte le nom de *fréquence de modulation*. Les oscillations H. F. sont nommées *onde porteuse*.

Le rapport de l'amplitude maximale B de l'oscillation B. F. à celle de l'onde porteuse H est appelé *taux de modulation* m. Soit :

$$m = \frac{B}{H} \times 100 (\%)$$

On remarquera la différence de la figure 1-27 avec la figure 1-14, relative à l'addition de deux fréquences.

Dans le cas de modulation en amplitude, les deux fréquences ne sont plus aussi aisément séparables.

1-28. — Bandes latérales.

Lorsque deux fréquences f_1 et f_2 sont modulées, mélangées ou superposées, deux nouvelles fréquences apparaissent : $f_1 - f_2$ et $f_1 + f_2$. A la modulation elles se situent de part et d'autre de la porteuse et portent le nom de *fréquences latérales* :

EXEMPLE.

	Hz
Fréquence porteuse f_1	1 000 000
Fréquence de modulation f_2 ...	800
Fréquence latérale inférieure :	
$f_1 - f_2 = 1 000 000 - 800 =$	999 200 ;
Fréquence latérale supérieure :	
$f_1 + f_2 = 1 000 000 + 800 =$	1 000 800,

L'émetteur rayonne donc (on peut le démontrer) avec la porteuse, deux fréquences latérales. Si la fréquence de modulation comporte des harmoniques, toute une série de fréquences, ou *bandes latérales*, est émise en même temps.

La modulation produit donc :

1. Des augmentations et des diminutions de l'amplitude des oscillations H. F. à la cadence de la fréquence de modulation ;
2. Des bandes latérales de part et d'autre de la fréquence porteuse qui sont rayonnées avec elle.

Les deux phénomènes sont étroitement liés. Lors de l'étude de circuits récepteurs, l'une de ces deux notions, suivant le cas, est seule envisagée.

1-29. — Variation de la fréquence.

En principe, rien ne s'oppose à ce qu'un émetteur V. H. F. soit modulé en amplitude.

A ce système de modulation, on préfère souvent la *modulation de fréquence*. L'amplitude de l'onde émise ne varie pas, mais sa fréquence varie autour d'une valeur moyenne à la cadence de la basse fréquence. Le tableau ci-après montre les limites de ces variations, appelées *excursion de fréquence* :

Temps	Amplitude des basses fréquences (modulation)	Nombre d'oscillations des hautes fréquences	Exemple de valeurs numériques en MHz
0	0	H (1)	90,0
1	Amplitude positive maximale	H + h (2)	90,1
2	0	H	90,0
3	Amplitude négative maximale	H - h	89,9
4	0	H	90,0

Le fonctionnement de la modulation de fréquence peut être expliqué de la façon suivante :

Relions le noyau de fer du bobinage d'un oscillateur à la bobine mobile d'un haut-parleur électrodynamique. Lorsque nous alimenterons celui-ci en courant B. F., il est évident que le noyau de fer suivra les mouvements de la bobine mobile et fera varier la fréquence du circuit oscillant au même rythme que celui de la modulation reproduite par le haut-parleur.

Si, par exemple, la bobine mobile du haut-parleur vibre à la fréquence de 800 Hz, la fréquence de l'oscillateur variera 800 fois par seconde, en valeurs plus ou moins élevées. Enfin, plus forte sera la tension de basse fréquence, plus les mouvements de la bobine mobile seront importants, entraînant les variations de fréquence de l'oscillateur suivant la même loi, de part et d'autre de la valeur moyenne.

L'amplitude de l'émission demeure pratiquement constante.

L'excursion de fréquence (on dit aussi *swing*) dépend de la tension du signal B. F. Si celle-ci double, l'excursion double égale-

(1) H = Valeur moyenne des oscillations de haute fréquence.

(2) h = Valeur maximale de l'excursion de fréquence.

LA MODULATION DE FREQUENCE (F.M.)

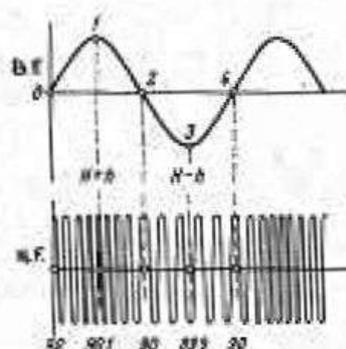


Fig. 1-29. — Représentation d'une haute fréquence modulée en fréquence.

ment. Soit, pour donner un exemple numérique : $\pm 0,2$ MHz au lieu de $0,1$ MHz.

Les fluctuations périodiques par seconde, c'est-à-dire le nombre des parties resserrées de la figure 1-29, correspondent au nombre d'oscillations en B. F.

Nous retiendrons donc que :

1. L'amplitude reste constante.
2. La fréquence varie autour de la porteuse à la cadence de la fréquence de modulation.
3. Plus le taux (ou profondeur) de modulation m est élevé, plus grande est l'excursion de fréquence ΔF .

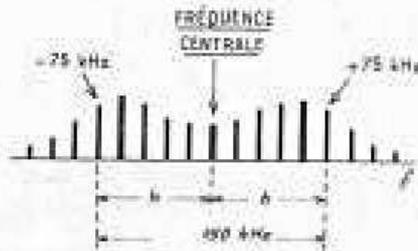


Fig. 1-30. — Bandes latérales dans la modulation en fréquence.

1-30. — Excursion de fréquence, ou « Swing ».

L'Américain Armstrong a démontré que lorsque l'excursion de fréquence ΔF est grande, l'amplitude des parasites diminue. C'est pourquoi le « swing » est, à l'émission, cinq fois plus grand que la valeur maximale de la B. F.

$$\text{Soit : } \Delta F = 5 \times 15 = 75 \text{ kHz.}$$

Ainsi, lors des maximums de modulation, la fréquence varie de ± 75 kHz de part et d'autre de la porteuse, la largeur de bande étant donc de 150 kHz.

Tout comme en modulation d'amplitude (fig. 1-28), l'émission s'accompagne de fréquences latérales, plus étendues encore. Aux limites maximales du « swing », leur amplitude décroît rapidement (fig. 1-30).

La gamme V. H. F. a une largeur de $108 - 88 = 20$ MHz ou 20 000 kHz. A raison de 150 kHz par canal, il est donc possible d'y loger 133 émetteurs.

Les émetteurs F. M. produisent entre eux moins de perturbations que ceux en A. M. En effet, leurs fréquences variant continuellement, aucune interférence constante n'apparaît, comme en A. M., mais seulement un bruit léger et irrégulier.

1-31. — Les parasites en F.M.

L'exemple suivant permet de mettre en lumière un des avantages de la F. M.

Afin d'obtenir la transmission d'un signal par l'intermédiaire d'une ligne « libre », réalisons, à l'aide d'une source de courant alternatif et d'un voltmètre (qui figureront respectivement l'émetteur et le récepteur), le montage de la figure 1-31 a. La fréquence est constante, la tension de sortie, représentant l'amplitude, est variable. Chaque valeur de tension donne une indication précise du voltmètre. Ce montage est passablement sensible aux perturbations. Une décharge atmosphérique, par exemple, atteignant la ligne, produit une vive déviation de l'aiguille du voltmètre, au-dessus de la tension de la source.

Ainsi, une tension parasite provoque une « modulation d'amplitude » parasite.

Dans la figure 1-31 b, ce n'est plus l'amplitude qui est variable, mais la fréquence, le récepteur étant figuré par un

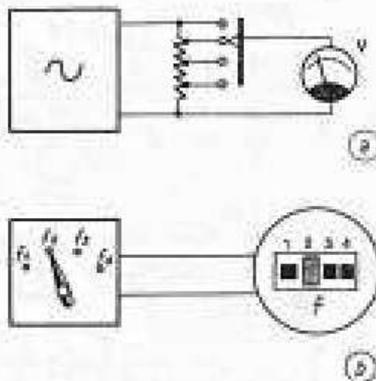


Fig. 1-31. — Exemples de la modulation en amplitude et en fréquence.

a) Modulation en amplitude par variation de tension, et indication par voltmètre.

b) Modulation en fréquence par variation de fréquence de la source et pour une amplitude constante.

Un fréquencesmètre à lames vibrantes révèle les variations de f .

fréquence. Cette fois, même lorsque la ligne est atteinte par une pointe de tension parasite, la vibration d'une lame n'indique constamment que la fréquence exacte du générateur. Un parasite peut facilement faire varier l'amplitude, mais il reste sans action sur la fréquence.

La conclusion de cet exemple est valable pour la réception des émissions en F. M. : — les perturbations par modulation d'amplitude n'ont pas d'action sur les récepteurs établis uniquement pour la modulation de fréquence.

D'autre part, les interférences produites par la F. M. sont très affaiblies par l'amplitude de l'excursion de fréquence (fig. 1-29).

1-32. — La reproduction dans la réception en F.M.

Les bruits parasites dans la réception d'une émission en A. M. se composent de chuintements et de crépitements de fréquences élevées. Ces bruits indésirables obligent l'auditeur à réduire la qualité de la reproduction par réduction du haut du registre.

Dans la réception d'une émission en F. M., les causes de bruits parasites sont, avec un récepteur correctement réglé, beaucoup moins nombreuses.

À l'émission, les fréquences élevées de la modulation sont volontairement bien plus amplifiées que les fréquences basses. Afin que ce procédé ne donne pas, à la réception, une impression désagréable, des circuits sont prévus afin de ramener la tonalité générale dans des limites normales sans, toutefois, supprimer les notes aiguës. N'importe quelle interférence de tonalité élevée sera donc réduite dans la même proportion et apportera moins de gêne.

Il est ainsi possible, en F. M., de restituer les fréquences élevées, jusqu'à 15 kHz, sans avoir à craindre les bruits parasites.

Le procédé qui, à l'émission, consiste à favoriser les fréquences élevées porte le nom de *pré-accentuation*. À la réception le procédé inverse, qui ramène la plage dans les limites normales, se nomme *désaccentuation*.

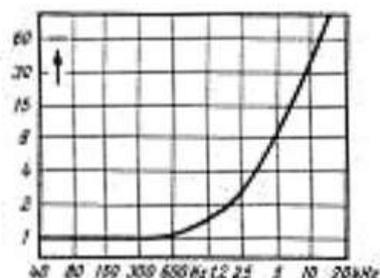


Fig. 1-32. — Dans une émission en modulation de fréquence les fréquences élevées sont favorisées. En ordonnées, le coefficient d'amplification.

Les composants électroniques

Nous n'avons réuni sous ce vocable, désormais consacré, que les pièces détachées électroniques, participant à la réalisation des montages, dont le remplacement peut être effectué sans, généralement, modifier le fonctionnement de l'appareil, c'est-à-dire : résistances, condensateurs, bobinages, inductances de filtrage, bobines d'arrêt, transformateurs, lampes et transistors.

Par conséquent, en sont exclus les blocs d'accord, les filtres de bande, qui ne sont plus de simples pièces détachées, mais de véritables sous-ensembles.

Il en sera de même, enfin, des supports de lampe, blindages, etc., que nous nommerons pièces détachées mécaniques.

RESISTANCES



Fig. 2-1. — Résistance bobinée. a) Présentation normale. b) Résistance à prise. c) Présentation pour circuits imprimés : les bornes de branchement se trouvent du même côté. d) et e) Présentations déployée et enroulée d'une résistance bifilaire.

2-1. — Résistances bobinées.

De nombreuses résistances sont employées dans un récepteur de radio, soit pour régler une valeur d'intensité déterminée, soit pour produire une chute de tension.

Pour les intensités supérieures à 50 mA, on a recours généralement au fil résistant (nickel-chrome ou constantan), bobiné sur un mandrin de céramique réfractaire (fig. 2-1 a). Un collier métallique ajustable permet parfois de faire varier la valeur (fig. 2-1 b).

Les résistances doivent être choisies de dimensions proportionnées à la puissance qu'elles sont chargées de dissiper, afin de ne pas risquer de leur faire atteindre un échauffement excessif en service, ou même la fusion du fil.

Le fil employé est isolé par une couche d'oxyde, elle-même à haute résistance thermique, apportant une protection efficace contre tout court-circuit entre spires. Dans d'autres cas, l'enroulement est vitrifié au four, recevant une protection complète contre les influences extérieures.

Ces résistances supportent de très fortes puissances.

Pour les appareils de mesure, les résistances bobinées servant d'étalons ont des tolérances en valeur très faibles. Afin d'éviter les inconvénients apportés par la self-induction des enroulements en courant alternatif, le fil, replié sur lui-même, est bobiné en double sur le noyau (fig. 2-1 d); ainsi les self-inductions des deux demi-enroulements s'annulent. Ce procédé est nommé enroulement bifilaire (fig. 2-1 d).

2-2. — Résistances à couche.

Pour les faibles intensités, on emploie des résistances constituées par un petit tube ou bâtonnet de céramique, sur lequel est vaporisée une mince couche de carbone. La résistivité très élevée de cette couche permet d'obtenir de très fortes valeurs ohmiques, qu'il est possible d'augmenter encore en taillant un sillon hélicoïdal dans la couche, qui prend la forme d'une bande étroite enroulée sur la céramique. Ce procédé donne, sous un faible encombrement, des résistances de plusieurs mégohms.

La limite de dissipation de puissance, $P = U \times I$, fixée par le fabricant, ne doit pas être dépassée.

Les valeurs de P et de R étant généralement connues, l'abaque II (page 282) indiquera immédiatement les valeurs correspondantes de I et V .

Étant donné l'élévation de la température dans les ébénisteries closes, il est recommandé de rester en deçà des normes d'utilisation. Par exemple, à une résistance de 0,5 W, on ne demandera qu'une dissipation de 0,2 W. Ce n'est pas la puissance dissipée qui est ici déterminante, mais l'échauffement, qui ne doit pas dépasser une valeur déterminée.

Dans les résistances de précision à couche, dont la valeur ohmique doit être constante, la couche de carbone est remplacée par un film de métal précieux, dont l'épaisseur n'est que de quelques microns, permettant également la fabrication de modèles à haute résistance.

2-3. — Thermistances.

La résistance d'un conducteur dépend de sa température. La chaleur accroît celle des métaux. La résistance d'un fil de cuivre,



Fig. 2-2. — Résistances à couche.

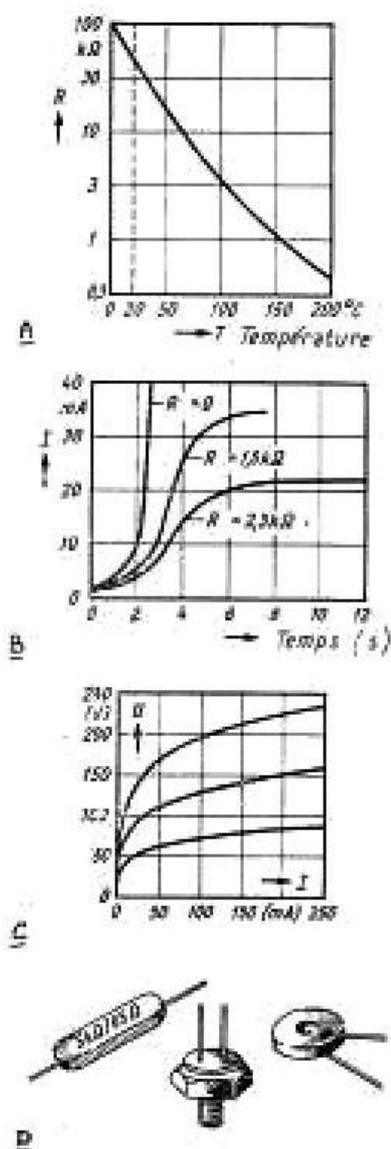


Fig. 2-3. — Influence de la température sur la résistance d'un conducteur.

a) courbe de la résistance d'une thermistance en fonction de la température.

b) Intensité d'un courant dans une thermistance avec diverses valeurs de résistance de protection, et à partir du point de mise sous tension.

c) Courbe d'une résistance VDR.

d) Exemples de fabrications courantes.

par exemple, qui est de 100Ω à $20^{\circ} C$, atteint déjà 125Ω à $80^{\circ} C$. Le filament d'une lampe à incandescence de $220 V - 40 W$ mesure à froid environ 400Ω . Sa résistance monte à 1200Ω lorsque, la lampe allumée, sa température s'élève à $1000^{\circ} C$.

Au contraire, la résistance du carbone, des liquides et des semiconducteurs diminue avec l'augmentation de leur température. Cette particularité est utilisée dans les thermistances, ou résistances C. T. N. (coefficient de température négatif).

La thermistance dont la courbe est représentée figure 2-3 a, présente à $20^{\circ} C$ une résistance de plus de $30 k\Omega$ qui, à $60^{\circ} C$, tombe à $10 k\Omega$.

En construction radio-électrique, les thermistances sont utilisées à deux fins différentes :

- comme ballast, elles freinent, à l'allumage, les pointes d'intensité dans les circuits de chauffage des filaments ;

- comme régulatrices, elles stabilisent le point de fonctionnement des étages de sortie à transistors.

Les propriétés mises en évidence dans la figure 2-3 a trouvent leur plein emploi dans le second cas. Les variations d'intensité dans les transistors du fait des écarts de température, par exemple, peuvent être compensées par la variation ohmique d'une thermistance connectée, à l'emplacement optimum, dans le circuit correspondant.

Dans l'emploi en ballast, ce n'est plus la température ambiante qui provoque l'échauffement commandant les variations ohmiques de la thermistance, mais l'intensité du courant qui la parcourt. Cette relation est représentée dans la figure 2-3 b pour la même thermistance. A la mise sous tension, l'intensité traversant la thermistance froide est inférieure à $2 mA$. Sous son influence cependant, celle-ci s'échauffe peu à peu, sa résistance décroît, et l'intensité augmente lentement. Sa valeur maximale dépend de la résistance d'utilisation R_0 du circuit. La pointe précédant l'établissement de l'intensité à sa valeur normale est évitée.

Les résistances non linéaires V. D. R. (Voltage Dependent Resistor) constituent un type différent de thermistance. Leur valeur dépend de la tension. Elles peuvent égale-

ment être employées dans tout montage régulateur. La figure 2-3 c montre cette dépendance.

Ces deux types sont fabriqués sous diverses formes, dont la figure 2-3 d représente quelques exemples.

2-4. — Potentiomètres - Résistances ajustables.

Lorsque l'on applique une tension entre les deux extrémités d'une résistance, et que l'on en prélève une partie variable entre un curseur et l'une des extrémités, elle est nommée *potentiomètre*.

Les modèles employés dans les récepteurs sont généralement formés d'une couche résistante de forme circulaire, appliquée sur une plaquette de matière isolante, sur laquelle tourne un curseur.

Dans certains potentiomètres d'origine allemande, l'entrée porte la lettre A, la sortie la lettre E, et le curseur est indiqué par un S. Lorsque le curseur, potentiomètre vu de face, est tourné à gauche, il est réuni à l'entrée A.

Les types employés pour le réglage de la puissance sonore sont presque toujours associés à un interrupteur commandant la mise en fonctionnement et l'arrêt du récepteur. Certains comportent en plus une ou plusieurs prises à divers endroits de leur course, permettant la réalisation de circuits spéciaux destinés à maintenir constant le niveau respectif des notes basses et des notes aiguës, correspondant à la sensibilité auditive, quelle que soit la puissance.

Deux potentiomètres jumelés, commandés ensemble par un axe unique, sont dits *en tandem*; commandés séparément par deux axes concentriques, ils sont appelés *doubles*.

Enfin, des petites résistances variables, réglées une fois pour toutes, ou appelées à n'être modifiées que rarement, comportent, au lieu d'un bouton de commande, une simple vis de réglage. Elles sont nommées *résistances ajustables* ou *d'appoint*.

2-5. — Variations de la résistance des potentiomètres.

Si les valeurs ohmiques mesurées entre l'entrée et le curseur d'un potentiomètre, tout au long de la course de ce dernier, présentent la forme de la courbe A du



Fig. 2-4. — Potentiomètre utilisé dans les radiorécepteurs.

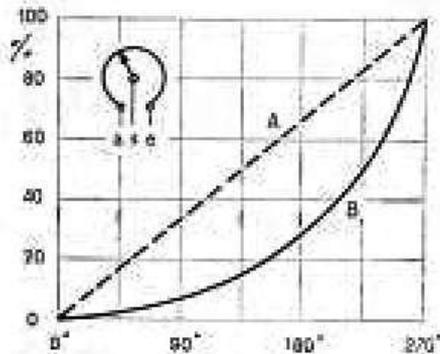


Fig. 2-5. — Différences entre potentiomètre linéaire et logarithmique.
A) Courbe pour résistance linéaire.
B) Courbe pour résistance logarithmique.

CONDENSATEURS

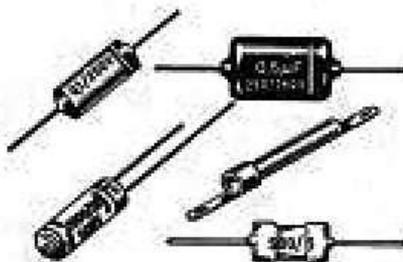


Fig. 2-6. — Condensateurs fixes pour récepteurs.

graphique de la figure 2-5, la variation est arithmétique, et le potentiomètre est dit *linéaire*.

Si ces mêmes valeurs prennent la forme de la courbe B, progressant d'abord lentement, puis s'élevant rapidement, le potentiomètre est dit *logarithmique*. Cette progression convient tout particulièrement au réglage de la puissance sonore des récepteurs. La variation obtenue apparaît, en effet, régulière à l'auditeur, la sensibilité de l'oreille suivant également cette courbe.

À côté de la valeur ohmique, les schémas indiquent les courbes à l'aide des abréviations : *lin* = linéaire, et *log* = logarithmique. Par exemple : 10 k Ω lin ; 500 k Ω log.

2-6. — Condensateurs fixes.

Les condensateurs à capacité invariable sont appelés *condensateurs fixes*. Ils sont en général composés de feuilles d'aluminium très minces, isolées entre elles par des bandes de papier, et enroulées ensemble. Les modèles de petite capacité sont protégés par un tube scellé.

Lorsque les capacités deviennent importantes, les condensateurs sont enrobés de matière synthétique ou de cire, ou encore placés dans des blindages métalliques.

Dans les fabrications de qualité supérieure, avec angle de pertes beaucoup plus faible, le diélectrique est en matière plastique. Celui des petites valeurs est en *mica*, ou bien les armatures sont en *céramique* recouverte d'une mince couche d'argent. Un revêtement de laque ou de matière plastique les protège contre tous dommages.

Le coefficient de température α des condensateurs céramiques, c'est-à-dire la variation de leur capacité en fonction de la température, est spécifié par certains fabricants. Par exemple, la référence $\alpha = + 150 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ signifie que la valeur de la capacité s'élève de 0,000 150 à chaque augmentation de température d'un degré.

EXEMPLE. — Un condensateur de 470 pF à 20 $^{\circ}$ C et $\alpha = 150 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ est porté à 40 $^{\circ}$ C. Quelle est alors la valeur de sa capacité ?

$$\begin{aligned} C_{40^{\circ}} &= C_{20} + (C_{20} \times \alpha \times 20) \\ &= 470 + (470 \times 150 \times 10^{-6} \times 20) \\ &= 470 + (470 \times 3 \times 10^{-3}) \\ C_{40^{\circ}} &= 470 + 1,41 = 471,41 \text{ pF.} \end{aligned}$$

Il semble possible de négliger cette infime augmentation; cependant, elle devient importante dans les circuits oscillants. Les bobinages ont, généralement, un coefficient de température positif, que celui, négatif, des condensateurs céramiques parvient à compenser. Leur association permet donc, malgré les variations de température, de maintenir constante la fréquence de résonance.

2-7. — Condensateurs de découplage et antiparasites.

Les circuits H. F. comportent de nombreux points, appelés « points froids », d'où toute tension H. F. doit être éliminée. Cette élimination est réalisée par liaison au potentiel de référence, c'est-à-dire au châssis, soit directe, soit par l'intermédiaire d'un condensateur dit de *découplage*. Les connexions, dans l'un ou l'autre cas, doivent être aussi courtes que possible.

La capacité de ces condensateurs peut varier de 200 à 500 pF au maximum pour les V. H. F., et de 5 à 10 nF pour les P. O. et les G. O. De plus grandes valeurs, conjuguées avec la self-induction L_s des connexions (fig. 2-7 a), forment un circuit oscillant perturbant la répartition normale des tensions, ou bien se comportent comme des bobinages d'arrêt. Aucune induction ne doit donc être tolérée dans le câblage.

La figure 2-7 b montre un exemple dans lequel les connexions provenant des deux points à découpler sont fixées de part et d'autre d'une des armatures du condensateur, l'autre étant directement soudée au châssis. Ainsi les tensions parasites induites dans les connexions ne se trouvent plus en série avec le condensateur, mais avec L ou le bobinage d'arrêt H. F. L_s . Leur présence n'a plus d'influence perturbatrice; elles participent même, en quelque sorte, à l'accord du circuit.

Pratiquement on emploie des condensateurs céramiques, dont les dimensions réduites conviennent parfaitement à cet usage. Dans le modèle représenté dans la figure 2-7 c, l'armature extérieure, à relier à la masse, est solidaire d'une rondelle à souder, ou d'un pas de vis à écrou, permettant sa fixation directe au châssis, l'armature extérieure étant accessible des deux côtés de celui-ci. Toute induction

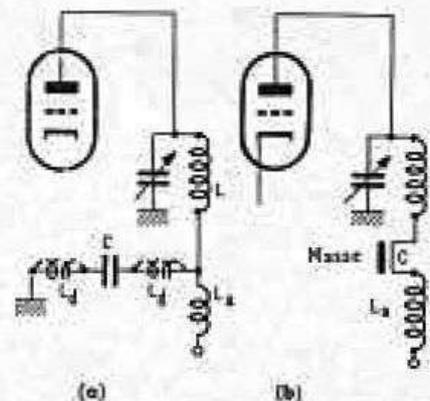
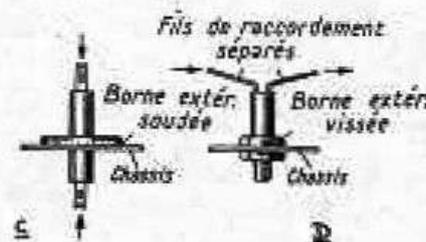


Fig. 2-7. — Utilisation de condensateurs de découplage. a) Les connexions de raccordement du condensateur C présentent des inductions parasites L_d influençant son comportement. b) Les tensions parasites induites dans les connexions sont, ici, sans influence.



c) et d) Condensateur de traversée.

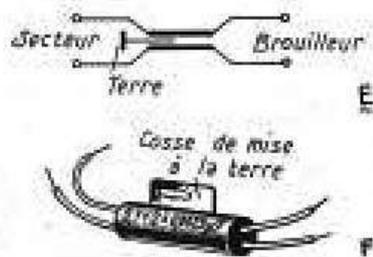


Fig. 2-7. — e) et f) Condensateur de mise à la terre avec fils d'arrivée écartés.



Fig. 2-8. — Condensateurs électrolytiques.

dans les connexions est ainsi supprimée. Ces condensateurs conviennent également aux traversées de blindages des connexions de masse.

La figure 2-7 *d* représente un autre modèle, dont l'armature intérieure est munie de deux cosses permettant la soudure directe des deux connexions lorsque celles-ci se trouvent du même côté du châssis. Les condensateurs de ce genre sont, aux Etats-Unis, appelés *by-pass*.

Dans les laboratoires, autrefois, ces découplages étaient réalisés tout simplement en collant sur le châssis, avec interposition d'un isolant, une plaquette métallique.

Ressemblant au condensateur précédent (fig. 2-7 *d*), un modèle antiparasite à large bande est également fabriqué, pour le découplage des lignes de distribution (secteur). La figure 2-7 *e* en montre le schéma de branchement, la figure 2-7 *f*, la présentation. Au contraire des condensateurs usuels, ici les armatures elles-mêmes servent de conducteurs. Pour arrêter plus sûrement les perturbations, aucun couplage ne doit exister entre les connexions d'entrée et de sortie.

2-8. — Condensateurs électrolytiques.

Dans les condensateurs *électrolytiques*, l'une des armatures est constituée par une feuille d'aluminium recouverte d'une couche d'alumine qui sert de diélectrique. Cette couche étant très mince, la capacité peut être très grande.

La seconde armature est formée d'une pâte gélativeuse imprégnant un papier poreux ou une matière textile.

La couche isolante étant formée sous l'influence d'un courant continu, il est nécessaire de respecter la polarité lors de la mise en service. Le courant alternatif pur détruit l'isolant, mettant rapidement le condensateur hors d'état. Il faut observer également :

- qu'un léger courant circule toujours à travers un électrolytique en service : c'est le *courant de fuite* ;

- que la somme de la tension continue et de la composante alternative subsistant ne doit jamais dépasser la valeur de la *tension de service* indiquée.

Ces condensateurs sont présentés sous tube en matière isolante ou en métal, ce dernier constituant alors le pôle négatif.

Dans une autre catégorie, il est fait usage de *tantale*, au lieu d'aluminium, principalement pour obtenir des dimensions réduites, et pour de faibles tensions. La contre-armature peut être une solution acide ou une couche semiconductrice recouvrant la pellicule d'oxyde de tantale.

2-9. — Condensateurs variables.

Les condensateurs variables permettent d'obtenir toutes les valeurs de capacité comprises entre deux valeurs extrêmes.

Ils se composent de deux ensembles de lames d'aluminium, ou, dans une qualité supérieure, de laiton argenté, régulièrement espacées. Rendu mobile par montage sur un axe tournant, l'un de ces ensembles nommé *rotor*, peut pénétrer progressivement dans le second, qui, fixe, est appelé *stator*. Le diélectrique peut être l'air, le mica, le papier, ou des matières synthétiques.

La capacité augmente en fonction de la surface des lames du rotor insérée dans celles du stator. Dans les condensateurs à diélectrique air employés dans les récepteurs, elle croît selon une progression logarithmique qui ressemble à celle du potentiomètre dont la courbe B est représentée dans la figure 2-5. Ce résultat est atteint grâce à la forme particulière du rotor.

Les diélectriques solides permettent un encombrement plus réduit, mais donnent des pertes plus élevées. Ils conviennent surtout aux récepteurs portatifs à transistors, dans lesquels les tolérances sont plus grandes.

Enfin, les condensateurs *différentiels* sont munis de deux stators. Lorsque le rotor s'engage dans l'un des stators, il sort de l'autre; ainsi la capacité du premier groupe augmente, alors que celle du second diminue.

2-10. — Condensateurs variables V.H.F.

En ondes ultra-courtes, les circuits oscillants sont nécessairement de petites dimensions, avec de faibles variations de capacité. Les condensateurs variables spé-

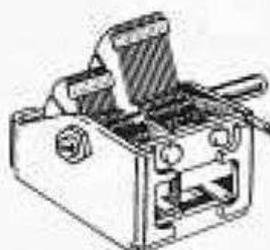


Fig. 2-9. — Condensateur variable double.

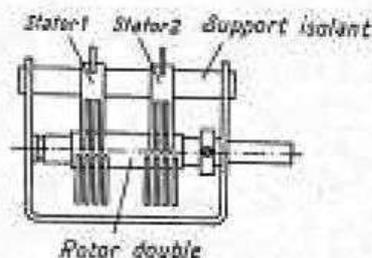


Fig. 2-10. — Condensateur variable pour ondes ultra-courtes avec groupes symétriques de plaques.

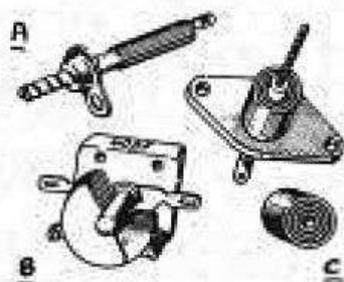


Fig. 2-11. — Exemples de condensateurs d'appoint (trimmer)

ciaux sont, en principe, de conception identique à celle des modèles courants. Toutefois, dans les réalisations de haute qualité, on préfère des condensateurs dont la disposition est symétrique (fig. 2-10). Ceux-ci possèdent un double rotor commun à deux stators indépendants, leurs capacités respectives étant ainsi connectées en série. L'ensemble est relié aux circuits par ses stators. L'avantage de cette disposition est son absence de « crachements » par mauvais contacts, auxquels les V.H.F. sont justement très sensibles, et la possibilité de montage symétrique des circuits oscillants. De même, le couplage avec l'antenne dipôle, et le branchement d'un circuit « bouchon », se trouvent simplifiés. Enfin, l'ensemble est moins sensible au jeu axial du rotor.

2-11. — Condensateurs ajustables ou « trimmers ».

Pour le réglage « fin » de certaines valeurs de capacité, il est fait usage de condensateurs ajustables d'appoint, appelés *trimmers*.

La figure 2-11 *a* représente un modèle tubulaire constitué par un petit tube de céramique argentée, qui constitue le stator. Le rotor est une tige métallique fileté, également argentée, qui se visse dans le tube.

De qualité supérieure, le trimmer à diélectrique air, en forme de petit condensateur variable (2-11 *b*), est mécaniquement plus stable et ses pertes sont réduites. Également à diélectrique air, le type de la figure 2-11 *c* se compose de sections concentriques de tubes d'aluminium. Le rotor est constitué par un axe fileté isolé par un tube en céramique.

Enfin, dans une catégorie ressemblant quelque peu au modèle tubulaire céramique, le rotor est un fil enroulé en spirale autour du stator. Mais ici, l'ajustage, qui s'obtient par suppression de spires, ne peut se faire que dans le sens de la diminution de capacité.

2-12. — Bobinages B.F.

Les bobinages B.F. comportent un nombre important de spires et un noyau constitué par des tôles de fer doux empilées.

BOBINAGES

L'enroulement est réalisé sur un mandrin isolant entourant la branche centrale du noyau qui présente la forme d'un E. Le circuit des lignes de force se referme sur une pièce de même constitution réunissant les branches du E. Mais le champ magnétique constant, développé par le passage d'un courant continu, devient si important que l'addition d'un courant alternatif ne peut pratiquement pas le renforcer : le noyau est saturé. La self-induction s'en trouve amoindrie.

Si l'on pratique un intervalle, appelé *entrefer*, entre les deux pièces du noyau, par l'insertion entre elles, par exemple, d'une bande de papier, le champ magnétique continu s'affaiblit, et la self-induction augmente.

Ces bobinages sont employés comme séparateurs de fréquences dans les amplificateurs B. F. Ils représentent alors soit un court-circuit pour les fréquences basses, soit une bobine « d'arrêt » pour les fréquences élevées.

2-13. — Bobinages H.F.

Autrefois, on employait en H. F. des bobinages cylindriques, dont l'enroulement, en fil isolé, spire contre spire, sur un tube de matière isolante, exigeait un fort encombrement.

Puis, on découvrit qu'un noyau, constitué par de fines particules de fer agglomérées, permettait d'en réduire considérablement les dimensions, et de diminuer le nombre de spires. On sait toutefois que le champ alternatif, engendré par les bobinages, induit des courants, dits *courants de Foucault*, dans toute pièce métallique avoisinante, provoquant des pertes et amortissant les circuits oscillants. On y remédia en isolant entre elles les particules de la poudre de fer du noyau, puis en employant des céramiques magnétiques non conductrices (*ferrite*) ; ainsi on parvint à rendre négligeables les pertes par induction dans le noyau.

Les bobinages H. F. sont souvent réalisés avec des enroulements en *nid d'abeilles* fixés sur un petit tube isolant, dans lequel un noyau de ferrite fileté permet de faire varier la self-induction (fig. 2-13 a).

Les blindages doivent se trouver à une distance de l'enroulement suffisante pour les mettre hors du champ magnétique, dont ils absorberaient une partie.

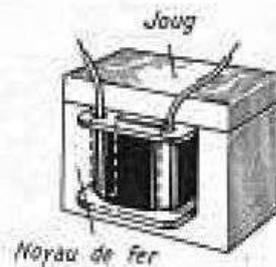
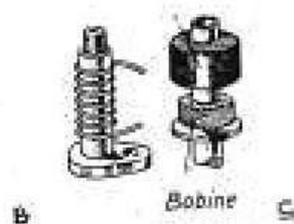


Fig. 2-12. — Bobinage pour basse fréquence avec noyau de fer et joug.



Fig. 2-13. — Bobinage avec noyau ferrites pour haute-fréquence.
a) Bobinage pour P.O.



b) Bobinage pour O.C.
c) Bobinage pour fréquence intermédiaire, avec pot de ferrite.

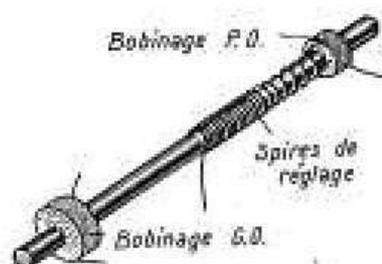


Fig. 2-14. — « Antenne » ferrite.

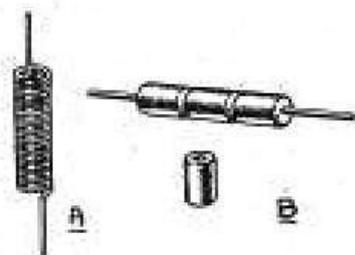


Fig. 2-15. — Bobinage pour haute fréquence.

Il y a également intérêt à diviser le fil des enroulements, et de très bons bobinages H. F. sont réalisés avec du *fil divisé*, ensemble de fils isolés entre eux et torsadés de façon appropriée, que, par suite d'une erreur regrettable, on appelle souvent « fil de Litz », expression qui a pour origine le nom allemand de ce fil : « Litzendraht » (*Litze* : brin, et *Draht* : fil).

En O. C. et V. H. F., toutefois, l'emploi de ce fil n'est pas nécessaire, car, par suite du « skin-effect » (ou *effet pelliculaire*), les courants de très haute fréquence ne circulent qu'à la surface des conducteurs. Le nombre de spires étant d'ailleurs peu élevé, on emploie de préférence du fil de fort diamètre (fig. 2-13 b), le plus souvent non isolé.

Les bobinages de haute qualité sont enfermés dans une chape de ferrite, servant de noyau, et sont dit à « pots fermés ». Leur facteur de qualité est plus élevé que celui des bobinages courants. Le « pot » remplissant en même temps l'office de blindage pour chaque enroulement, celui de l'ensemble peut être de dimensions réduites.

2-14. — Cadre ferrite.

Le cadre (ou « antenne ») ferrite, tel que nous l'avons vu au paragraphe 1-25, n'est autre, somme toute, qu'un bobinage à noyau de ferrite. Parfois les enroulements sont bobinés directement sur le bâtonnet de ferrite, et afin de parfaire l'accord sur une gamme déterminée, quelques spires peuvent être déplacées au long du noyau ; parfois, ils sont bobinés sur des mandrins coulissants, permettant l'accord par variation de l'écartement.

L'efficacité dépend de la longueur et de la section du bâtonnet de ferrite. Plus ses dimensions sont élevées, meilleur est le « gain » du cadre.

2-15. — Bobines « d'arrêt » H.F. - Perles en ferrite.

Les bobinages qui ne sont pas destinés à participer à l'accord des circuits oscillants, mais conçus spécialement pour arrêter les courants H. F., n'ont généralement pas de noyau de ferrite.

En G. O. et P. O., ces bobines d'arrêt sont constituées par des enroulements « nid d'abeilles » ; en O. C. et en V. H. F., ce sont de petites bobines cylindriques en

fil isolé à la soie, ou quelques spires de gros fil enroulé en spirale sans support (fig. 2-15 a).

Dans le domaine des ondes ultra-courtes, une solution élégante permet d'élever la self-induction des connexions : il suffit de les

enfiler dans des perles de ferrite. Elles se comportent alors comme un bobinage à noyau, et leur self-induction équivaut à celle d'une bobine d'arrêt (fig. 2-15 b). On équipe ainsi les connexions de chauffage des tubes de certains montages U. H. F.

2-16. — Accord par variation de self-induction.

Certains récepteurs simples pour P. O., ainsi que des récepteurs pour voitures, sont équipés de circuits accordés par variation de la self-induction.

Le prix de revient de ce système d'accord est assez bas, et, sous le nom de variomètre, il est avantageusement employé dans maintes réalisations. Le variomètre consiste en un enroulement dans lequel coulisse un noyau de ferrite commandé par un axe tournant. Lorsque ce noyau est complètement engagé, le bobinage a sa valeur maximale de self-induction.

On peut l'employer également en

V. H. F., en remplaçant le noyau de ferrite par de l'aluminium, qui agit comme un court-circuit entre spires, et dont l'introduction par conséquent, au contraire de la ferrite, diminue la self-induction. Cette particularité n'est valable que pour les ondes très courtes, car par suite de l'effet pelliculaire (paragraphe 2-13), le noyau d'aluminium n'est le siège d'aucun courant de Foucault. En P. O., par contre, ces courants deviennent si élevés qu'ils occasionnent une dissipation de puissance additionnelle, augmentant considérablement les résistances de pertes du bobinage.

2-17. — Couplage de deux bobinages.

Un bobinage, disposé dans le champ magnétique d'un autre bobinage parcouru par un courant alternatif devient, par induction, le siège d'une force électromotrice (f. e. m.) de même fréquence, dont la valeur est d'autant plus élevée que :

- le couplage est plus serré,
- le nombre de ses spires est plus grand.

Ce bobinage est nommé *secondaire*, celui qui est connecté à la source de courant étant appelé *primaire*. Lorsque le couplage est fixe, l'ensemble prend le nom de *transformateur* et permet de modifier à volonté la valeur des tensions alternatives. Celles-ci sont proportionnelles au nombre de spires des enroulements :

$$\frac{\text{Tension primaire}}{\text{Tension secondaire}} = \frac{\text{Nombre de spires primaires}}{\text{Nombre de spires secondaires}}$$

= Rapport de transformation n

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{N_1}{N_2} = n$$

Par exemple, si le nombre de spires du secondaire est le double de celui du primaire, la tension u_2 à ses bornes sera le double de celle du primaire u_1 .

TRANSFORMATEURS

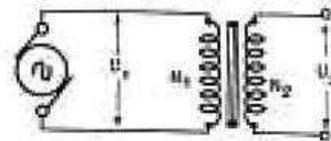


Fig. 2-17. — Transmission d'une tension par transformateur.

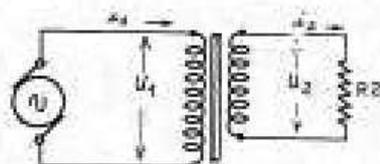


Fig. 2-18. — Courants et tensions dans un transformateur en charge.

2-18. — Rapport des courants et tensions.

Si, aux bornes du secondaire d'un transformateur, dont le primaire est alimenté par un courant alternatif, l'on connecte une résistance R_2 , celle-ci sera parcourue par un courant i_2 . Mais d'où provient la puissance ainsi dissipée dans R_2 ? Elle ne peut être fournie que par la source u_1 alimentant le primaire.

La charge du secondaire (R_2) s'accompagne donc d'une élévation correspondante du courant dans le primaire, c'est le *courant de charge*. La puissance dissipée dans le secondaire $u_2 \times i_2$ correspond, aux pertes près, à celle qui est dissipée dans le primaire, $u_1 \times i_1$.

$$P \text{ primaire} \simeq P \text{ secondaire}$$

$$u_1 \times i_1 = u_2 \times i_2$$

Si, toujours aux bornes du secondaire, la tension est le double de celle du primaire, l'intensité n'y peut dépasser la moitié de celle du primaire, puisque la puissance dans les deux enroulements doit être égale.

L'intensité se comporte à l'inverse de la tension :

$$\frac{\text{Tension primaire}}{\text{Tension secondaire}} = \frac{\text{Intensité secondaire}}{\text{Intensité primaire}} \\ = \text{Rapport de transformation } n$$

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{i_2}{i_1} = n$$

2-19. — Rapport des impédances.

Connaissant les valeurs de la tension et de l'intensité du courant dans le primaire, on peut déterminer la valeur de la résistance R_1 (fig. 2-19) dissipant la même puissance que celle qui est effectivement dissipée dans la charge R_2 du secondaire. Ainsi R_2 peut-elle être remplacée par une résistance équivalente R_1 , branchée en dérivation sur le primaire.

Si l'on double le nombre de spires du secondaire, on y obtient une tension u_2 doublée, et, de ce fait, l'intensité i_2 du courant double également, en sorte que la puissance est multipliée par 4. Cette puissance quadruplée signifie que l'intensité primaire est devenue quatre fois plus forte ; c'est dire aussi que la résistance R_1 n'a plus que le quart de sa valeur initiale.

Par conséquent, lorsque le rapport de transformation n est doublé, le rapport

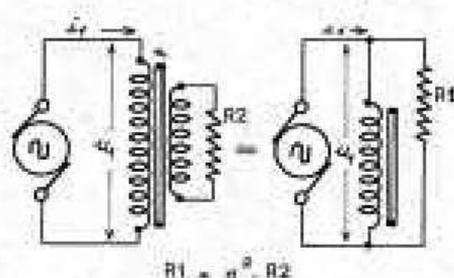


Fig. 2-19. — La résistance du secondaire R_2 est égale à la résistance R_1 multipliée par n^2 .

entre R_1 et R_2 est quadruplé. En général donc, pour un rapport n donné, les résistances se comportent comme $n \times n = n^2$,

$$R_1 = n^2 \times R_2 \quad n = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$$

Cela est valable pour les impédances. Un transformateur transmet donc courant et tension avec un rapport n , et convertit les résistances de charge avec un rapport n^2 .

2-20. — Pertes dans les transformateurs.

Dans un transformateur ou un bobinage à noyau de fer, circule, à vide, un courant alternatif plus élevé que celui qui correspond à la réactance inductive $X_L = \omega L$.

Cela est dû aux pertes de diverses natures qui déterminent également le déphasage montré dans la figure 1-12. A chaque inversion du courant alternatif, le fer du noyau est, en effet, désaimanté et réaimanté avec une polarité inversée, ce qui entraîne une dissipation de puissance prélevée à la source de courant. De plus, des tensions y sont induites, lesquelles engendrent des courants de Foucault, qui, à leur tour, donnent lieu à une inutile dissipation de puissance en chaleur. Pour éviter ce dernier inconvénient, on utilise un noyau constitué par un empilement de tôles minces, contenant du silicium, qui en augmente la résistance mécanique. C'est pour la même raison que, dans les bobinages pour haute fréquence, on utilise, ainsi que nous l'avons dit, des noyaux composés de particules microscopiques de fer ou de ferrite.

La résistance ohmique des enroulements est également une cause de pertes.

Les pertes dans le noyau magnétique sont exprimées en « watts par kilo » pour la fréquence de 50 Hz et pour un champ de 10 000 gauss. Les tôles employées ont un indice de pertes de 1,5 à 4 W/kg, ce qui signifie que le primaire du transformateur devra fournir entre 1,5 et 4 watts par kilogramme de noyau magnétique, uniquement pour compenser les pertes de puissance dans ce noyau.

2-21. — Transformateurs d'alimentation.

Les transformateurs, dits d'alimentation des récepteurs fonctionnant sous courant alternatif, fournissent la tension de chauff-



Fig. 2-20. — Le courant « à vide » d'un transformateur est souvent notablement plus élevé que celui calculé par la formule

$$I = \frac{U}{X_L} = \frac{U}{\omega L}$$

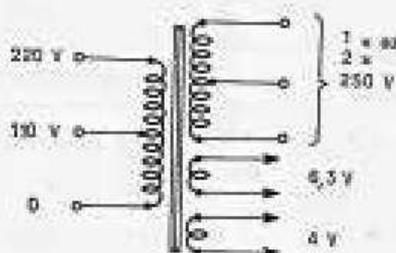


Fig. 2-21. — Branchement d'un transformateur de récepteur.

fage des filaments et la haute tension des anodes, nécessaires au fonctionnement des lampes. Ils possèdent, par conséquent, plusieurs enroulements secondaires qui, selon leur nombre de spires, donnent haute et basse tensions.

Cette transformation peut être obtenue également par un enroulement unique, comportant des prises représentant primaire et secondaires, les tensions dépendant aussi du nombre de spires. Cette disposition, très courante, porte le nom d'*auto-transformateur*.

Voici dans quel ordre doivent être calculés les éléments d'un transformateur d'alimentation :

1. Détermination de l'ensemble de la puissance des enroulements secondaires ;
2. Calcul de la section du noyau magnétique ;
3. Choix du taux gauss/cm² pour le fer du noyau ;
4. Calcul du nombre de spires pour les divers enroulements ;
5. Calcul de la section du fil pour chaque enroulement.

2-22. — Transformateur d'entrée et transformateur de liaison.

Le *transformateur d'entrée* est, généralement, un transformateur de tension. Tel est, par exemple, le cas d'un transformateur de microphone à l'entrée d'un amplificateur. Son utilité est d'élever la faible tension développée par le microphone de telle sorte que la tension au secondaire soit suffisante pour commander le fonctionnement d'un tube. Une faible capacité en parallèle sur son secondaire risquant de représenter déjà une charge appréciable ou même un court-circuit pour les fréquences élevées, les transformateurs de microphone doivent être reliés par des connexions aussi courtes que possible au tube ou au transistor amplificateur. Dans ces conditions, il est possible d'élever la tension du microphone dans le rapport de 1 à 20 pour la musique, et de 1 à 40 pour la parole.

Les *transformateurs de liaison* sont utilisés, dans la construction des récepteurs, principalement comme moyen d'attaque

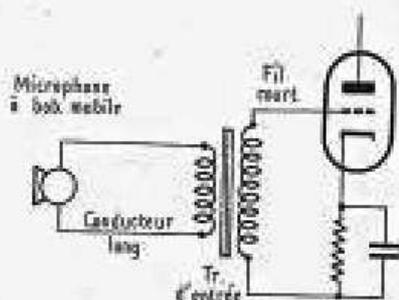


Fig. 2-22. — Le transformateur du microphone sert à transformer le rapport des tensions, issues du microphone à faible résistance, et à les adapter à la haute résistance d'entrée d'un tube amplificateur.

de l'étage final des appareils à transistors. Dans ce cas, il servent à adapter l'impédance de sortie relativement élevée d'un transistor à celle d'entrée, beaucoup plus faible, des transistors de puissance. Il s'agit donc, dans ce cas, d'une transformation d'impédance.

Ces observations sont également valables pour les transformateurs de sortie.

2-23. — Transformateur de sortie.

Les transformateurs de sortie ont pour objet d'adapter l'impédance de sortie élevée des tubes de puissance à celle, très basse, de la bobine mobile d'un haut-parleur dynamique.

L'enroulement primaire étant parcouru par le courant continu alimentant l'anode du ou des tubes de puissance, il est indispensable, pour les raisons que nous avons étudiées au paragraphe 2-12, de prévoir un entrefer dans le noyau magnétique.

Les capacités réparties dans les enroulements jouent, en général, un rôle plus important qu'on ne le pense.

Pour transmettre correctement les fréquences faibles, l'impédance de l'enroulement primaire doit être aussi élevée que possible. Cet enroulement doit donc comporter un grand nombre de spires, et la section du noyau doit être largement calculée.

Pour une bonne transmission des fréquences élevées, il est indispensable que les enroulements primaire et secondaire soient couplés aussi serré que possible. Ce résultat est obtenu par le fractionnement des enroulements primaire et secondaire, qui sont ensuite placés alternativement sur le mandrin isolant.

Voici dans quel ordre on calcule les éléments d'un transformateur de sortie :

1. Détermination de la section du noyau en tenant compte de la puissance P à transmettre ;
2. Adaptation de la self-induction du primaire pour la limite inférieure des fréquences transmises aux caractéristiques du tube (fig. 16-7) ;
3. Valeur de l'entrefer du noyau ;
4. Calcul du nombre de spires du primaire.

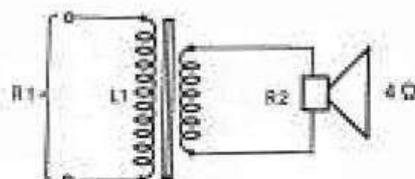


Fig. 2-23. — Adaptation des impédances au moyen d'un transformateur.

Pour les transformateurs *push-pull*, on peut employer le même procédé de calcul. Toutefois, dans ce cas, l'action du courant continu s'annulant dans les deux demi-enroulements, il est inutile de prévoir un entrefer dans le noyau.

Pour adapter l'impédance des enroulements primaires aux caractéristiques des tubes ou transistors, il convient de consulter les notices techniques correspondantes.

2-24. — Le transformateur comme quadripôle.

Les résistances, les condensateurs, les bobinages dont le branchement dans un circuit s'effectue à l'aide de deux connexions, sont des dipôles. Dans cet ordre d'idées, le transformateur possédant deux entrées et deux sorties, est un *quadripôle*.

Pour déterminer les propriétés d'un transformateur, on emploie les caractéristiques suivantes :

1. Résistance d'entrée à vide.

Comme son nom l'indique, elle est mesurée au primaire, le secondaire restant ouvert. Dans celui-ci, par conséquent, aucun courant ne circule : $i_2 = 0$. Donc :

$$R_{ev} = \frac{u_1}{i_1} \text{ pour } i_2 = 0 \text{ (fig. 2-24 a)}$$

R_{ev} est représentée essentiellement par l'impédance du primaire, et n'a donc rien de commun avec la résistance ohmique de l'enroulement en courant continu. Elle doit être mesurée sous une tension alternative, de préférence avec un impédancemètre. Cela est valable également pour les caractéristiques suivantes.

2. Résistance d'entrée en court-circuit.

La mesure est effectuée au primaire après avoir court-circuité les bornes du secondaire. La puissance dissipée étant importante, l'intensité i_2 est élevée, mais la tension de sortie u_2 est néanmoins nulle, soit $u_2 = 0$. En conséquence, le courant i_1 augmente également dans le primaire, la source n'étant plus chargée que par une faible résistance, et, par conséquent, la résistance d'entrée en court-circuit R_{ecv} est toujours faible :

$$R_{ecv} = \frac{u_1}{i_1} \text{ pour } u_2 = 0 \text{ (fig. 2-24 b)}$$

3. Impédance caractéristique (Z).

L'impédance, appelée aussi, en technique de réception, *résistance d'adaptation*, est

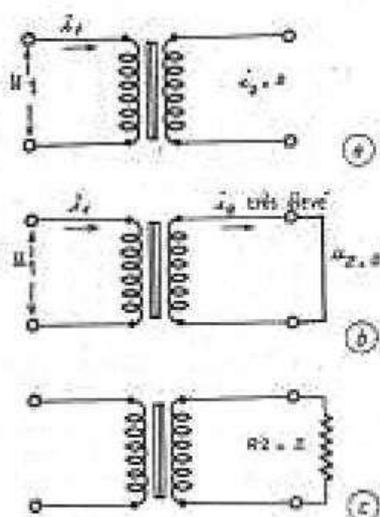


Fig. 2-24. — Caractéristiques d'un transformateur :

- Résistance d'entrée « à vide ».
- Résistance d'entrée en court-circuit.
- Adaptation.

la moyenne géométrique des deux caractéristiques précédentes :

$$Z = \sqrt{R_{eff} \times R_{ecc}}$$

Lorsqu'un transformateur a pour charge une résistance de valeur égale à \sqrt{Z} , soit $R_s = Z$ (fig. 2-24 c), il réalise les meilleures propriétés de transformation dans une large bande de fréquences. Pour mesurer l'impédance et la bande passante d'un transformateur, il doit être bouclé sur son impédance caractéristique. Ainsi un transformateur de sortie de 7000Ω à 4Ω doit être chargé par 4Ω au secondaire lorsqu'on veut, à l'aide d'un impédancemètre, mesurer les 7000Ω du primaire.

2-25. — Câble pour V.H.F. considéré comme quadripôle. Impédance caractéristique.

La résistance d'adaptation d'un transformateur peut être comparée à l'impédance d'un câble (paragraphe 1-24) pour V.H.F. En effet, si nous connectons une extrémité d'un câble, l'autre étant ouverte, à un générateur, celui-ci n'est chargé que par la réactance capacitive existant entre les deux conducteurs (fig. 2-25 a). La « résistance à vide » d'un câble est donc égale à

$$R_{ev} = \frac{1}{\omega C}$$

Si l'autre extrémité est mise en court-circuit (fig. 2-25 b), le générateur est alors chargé par une boucle qui se comporte comme une self-induction, c'est-à-dire :

$$R_{ecc} = \omega L.$$

Métons maintenant les valeurs de R_{ev} et R_{ecc} d'un câble en formule :

$$Z = \sqrt{R_{ev} \times R_{ecc}}$$

et nous obtenons :

$$Z = \sqrt{\frac{1}{\omega C} \times \omega L} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Cette impédance Z est indépendante de la longueur du câble, car si l'on double celle-ci, par exemple, L et C doublent également, et Z reste inchangée. Elle porte le nom d'impédance caractéristique.

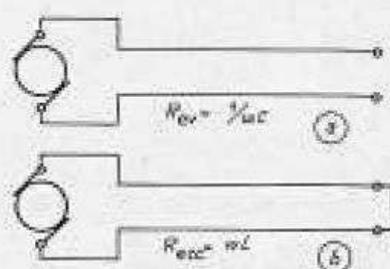


Fig. 2-25. — Caractéristiques d'un câble pour ondes ultra-courtes :
a) Résistance « à vide ».
b) Résistance en court-circuit.

Eléments de circuits complexes

PROPRIETES DES CIRCUITS OSCILLANTS

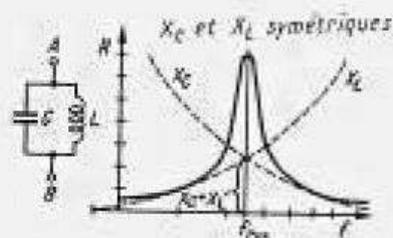


Fig. 3-1. — Graphique montrant, pour différentes fréquences, les valeurs de réactance de bobinage et condensateur réunis en parallèle. (L'échelle de résistance R est linéaire. Celle des fréquences est logarithmique, ceci afin de mieux montrer la forme de la courbe de résonance. Pour une représentation linéaire des fréquences, la courbe X_L devient une droite).

3-1. — Impédance des circuits oscillants.

Nous avons vu que la réactance des bobinages X_L augmente avec la fréquence du courant qui les parcourt, tandis que celle des condensateurs X_C diminue. Connectés en parallèle dans un circuit oscillant, l'influence de X_L est dominante dans les fréquences les plus élevées, celle de X_C l'emporte dans les plus faibles. A une fréquence déterminée, qui est la fréquence propre du circuit, ou fréquence de résonance f_{res} , X_C est égale à X_L ;

$$X_C = X_L, \text{ ou } \frac{1}{\omega C} = \omega L.$$

Un courant très faible, mais dont la fréquence est égale à f_{res} , engendre alors une tension élevée à ses bornes. Intensité faible et tension élevée signifient, d'après la loi d'Ohm, qu'une forte résistance existe maintenant entre les points A et B (fig. 3-1). On la nomme ici *impédance à la résonance* Z_{res} . Elle est notablement plus élevée que les réactances X_L et X_C .

La courbe la représentant, caractérisée par une croissance rapide, se nomme *courbe de résonance*.

A l'accord optimum, les déphasages respectifs de L et C s'annulent, et le circuit se comporte comme une résistance ohmique pure.

3-2. — Calcul d'un circuit oscillant.

La connaissance de deux des valeurs entrant dans l'égalité

$$\frac{1}{\omega C} = \omega L,$$

donne la possibilité de calculer la troisième.

Mais les unités employées, hertz, farad et henry, conduisent à des nombres difficiles à interpréter. Les relations suivantes, obtenues par transformation, sont plus pratiques :

$$f = \frac{159}{\sqrt{L \times C}} \quad L = \frac{25\,350}{f^2 \times C}$$

$$C = \frac{25\,350}{f^2 \times L} \quad (\text{en MHz, } \mu\text{H et pF})$$

Ce résultat peut être lu dans l'abaque IV (page 284) à l'intersection d'une droite reliant les deux valeurs connues avec la troisième échelle. Par exemple : $C = 500 \text{ pF}$, $f = 500 \text{ kHz}$, donnent $200 \text{ } \mu\text{H}$.

Si C est un condensateur variable, dont la valeur minimale de 49 pF correspond à l'accord sur la fréquence 1600 kHz , sa variation totale permettra au circuit de couvrir la gamme entière des P.O. (fig. 3-2).

3-3. — Relevé d'une courbe de résonance.

On peut effectuer le relevé d'une courbe de résonance à l'aide d'un générateur de mesure H. F., à fréquence et amplitude variables, et d'un voltmètre électronique. La tension de sortie du générateur u_1 est appliquée aux bornes d'un condensateur fixe, d'une capacité minimale de 10 nF , connecté dans le retour du bobinage à la masse (fig. 3-3). Le voltmètre, branché aux bornes du condensateur variable du circuit oscillant, indique la tension u_2 . Tournons ce condensateur, et, au passage correspondant à f_{res} , nous allons voir, au cadran du voltmètre, la tension u_2 s'élever fortement : c'est la tension à la résonance.

L'« état » de résonance a une importance considérable en technique radio. Par l'accord d'un circuit sur la fréquence d'un émetteur, on obtient pour celui-ci une tension beaucoup plus élevée que pour tout émetteur de fréquence voisine. Cette propriété, la *sélectivité*, rend possible la sélection de la fréquence souhaitée parmi toutes les autres.

3-4. — Le « mécanisme de bascule » de la résonance.

La compréhension du phénomène de bascule qui, dans un circuit oscillant, transforme soudain la faible tension d'entrée u_1 en une aussi grande valeur que u_2 , apparaît tout d'abord difficile. Il peut cependant être comparé, par exemple, à

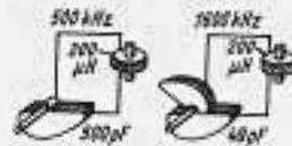


Fig. 3-2. — Réglage d'un circuit, sur différentes fréquences, au moyen d'un condensateur variable.

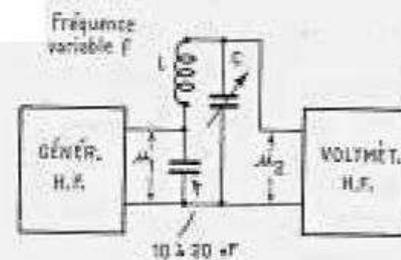


Fig. 3-3. — Circuit pour le relevé d'une courbe de résonance.

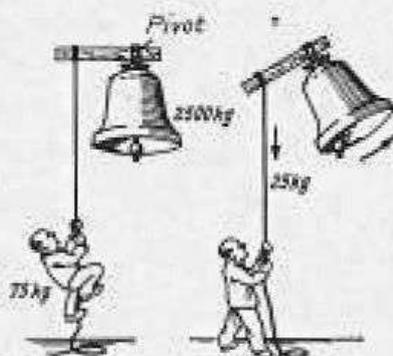


Fig. 3-4. — Exemple mécanique du déclenchement d'oscillations.

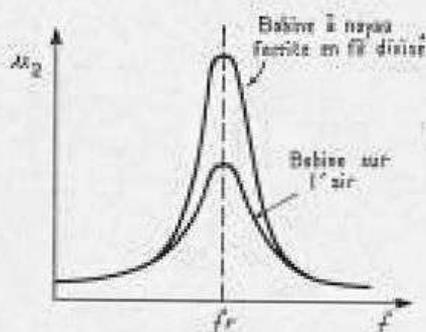


Fig. 3-5. — Courbes de résonance de deux circuits de différentes qualités

l'oscillation d'une lourde cloche d'église, qui représente un système oscillant mécanique.

Au repos, il semble impossible qu'un homme pesant 75 kg, puisse mettre en mouvement cette cloche de 2 500 kg, même s'il se suspend à la corde (fig. 3-4 a). Mais pourtant, en imprimant à celle-ci des mouvements saccadés, répétés exactement à la fréquence propre du pendule que représente la cloche, il parvient à la mettre en branle, puis le mouvement pendulaire du lourd instrument s'élargit, atteint une amplitude de plus en plus grande, et bientôt notre sonneur... sonne à toute volée ! Dès lors, il n'a plus à fournir qu'un effort réduit ; une force d'environ 25 kg suffit maintenant pour entretenir la cadence d'oscillation d'une cloche d'église de deux tonnes et demie.

3-5. — Qualité d'un circuit oscillant.

Si l'on relève la courbe de la tension u_2 , celle-ci sera semblable à la courbe des réactances de la figure 3-1.

Un circuit oscillant à bobinage en fil divisé sur un noyau de fer produira, avec la même tension u_1 (fig. 3-3), une tension à la résonance u_2 plus élevée qu'avec un enroulement « à air » et en fil courant. Plus cette tension est élevée, meilleur est le bobinage et, partant, le circuit oscillant.

C'est pourquoi le rapport entre u_2 et u_1 a été choisi comme *facteur de qualité*, ou *coefficient de surtension* « Q ».

$$Q = \frac{u_2}{u_1}$$

ainsi, si $u_1 = 0,1$ V et $u_2 = 12,5$ V :

$$Q = \frac{12,5}{0,1} = 125.$$

La qualité dépend de la résistance ohmique r de l'enroulement (fig. 1-12) et détermine l'amortissement a du circuit. Son inverse est égal à a , et correspond, avec un condensateur exempt de pertes, à la tangente de l'angle δ du bobinage :

$$a = \operatorname{tg} \delta = \frac{r}{\omega L} = \frac{1}{Q};$$

$$Q = \frac{\omega L}{r}.$$

3-6. — Grandeur de l'impédance à la résonance.

Aux bornes d'un circuit oscillant *parallèle*, en série avec une résistance R de

forte valeur, est connecté un générateur de mesure fournissant la tension U (fig.3-6). La mesure des tensions partielles u_1 et u_2 à l'aide d'un voltmètre électronique (d'après la règle des diviseurs de tension, paragraphe 1-2), permet de déterminer l'impédance à la résonance $Z_{rés}$.

$$Z_{rés} = R \times \frac{u_2}{u_1}$$

Ainsi se confirme que $Z_{rés}$ est Q fois plus élevée que X_L ou X_C seuls.

$$Z_{rés} = Q \times X_L = Q \times X_C;$$

$$Z_{rés} = Q \times \omega L = Q \times \frac{1}{\omega C}$$

EXEMPLE. — Avec $f = 500$ kHz et $C = 550$ pF, la valeur de $X_C = 580 \Omega$ (abaque page 283). Si $Q = 160$:

$$Z_{rés} = 160 \times 580 = 93\,000 \Omega.$$

Introduisons dans l'équivalence :

$$Z_{rés} = Q \frac{1}{\omega C} \text{ la valeur}$$

$$\frac{\omega L}{r} \text{ pour } Q, \text{ il vient : } Z_{rés} = \frac{L}{r \times C}$$

formule souvent utilisée.

Cette propriété des circuits résonnants parallèles est utilisée dans le *circuit coupe-bande* (ou *bouchon*) qui, branché en série dans l'antenne, par exemple, et accordé sur une fréquence perturbatrice, oppose à celle-ci une haute impédance qui l'affaiblit considérablement.

3-7. — Impédance d'un circuit oscillant série.

Lorsque bobinage et condensateur sont connectés *en série*, l'ensemble présente à la fréquence de résonance une résistance très faible. Celle-ci correspond exactement à la valeur de la résistance r des précédentes formules, et à celle de la somme de $r_C + r_L$ de la figure 1-15 a. Cette valeur est nommée *résistance-série*. Elle est Q fois plus petite que X_L ou que X_C seuls :

$$r = \frac{X_L}{Q} = \frac{X_C}{Q} = \frac{\omega L}{Q} = \frac{1}{Q \times \omega C}$$

Le circuit de la figure 3-6 a donc, à $f_{rés}$, une résistance série de :

$$r = \frac{X_C}{Q} = \frac{580}{160} = 3,62 \Omega.$$

Pour toutes les autres fréquences, cette valeur sera plus élevée. On nomme également ce dispositif coupe-bande ou *circuit absorbant*. Placé en parallèle à l'entrée d'un récepteur, il représente, pour une fréquence perturbatrice correspondant à

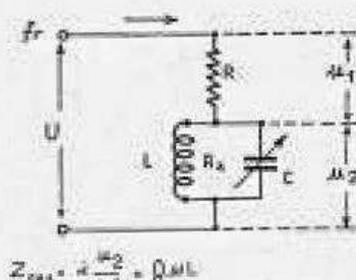


Fig. 3-6. — Effet de la résistance à la résonance dans un circuit parallèle.

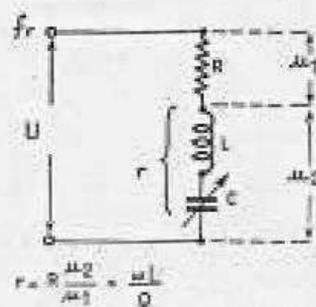


Fig. 3-7. — Effet d'une résistance en série dans un circuit fermé.

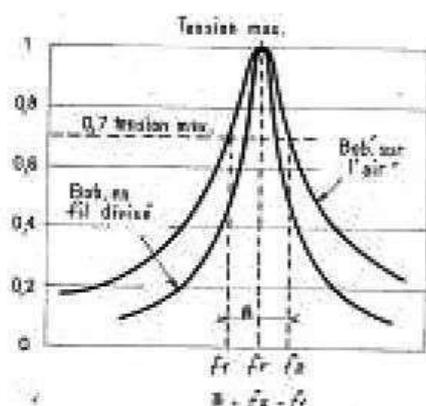


Fig. 3-8. — Courbes de résonance en fonction de la qualité des bobinages.

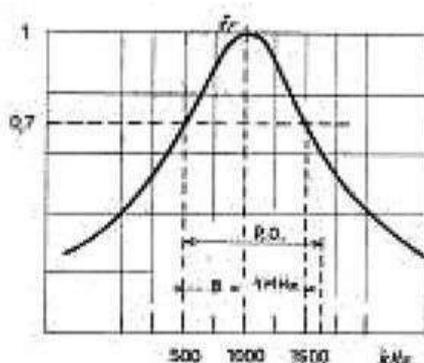


Fig. 3-7. — Largeur de bande d'un circuit pour ondes ultra-courtes et relation avec la bande des ondes moyennes.

f_{res} , pratiquement un court-circuit. Les fréquences voisines ne sont pas affectées par sa présence.

3-8. — Bande passante d'un circuit.

On obtient toujours une tension de résonance élevée avec un circuit de bonne qualité, mais cette valeur de tension n'indique pas la largeur de sa *bande passante*, ni, par conséquent, les rapports d'amortissement des fréquences voisines.

Pour les déterminer, la tension v_2 (fig. 3-3), représentant le sommet de la courbe de résonance (fig. 3-8), doit, durant tout le relevé de celle-ci, demeurer stabilisée à 1 V. Si le circuit est de qualité médiocre, la courbe sera large, et, en conséquence, les fréquences avoisinantes peu amorties.

La distance séparant f_1 de f_2 (fig. 3-8), à la hauteur correspondant à 0,7 V, représente la *largeur de bande* ou *bande passante* B. Elle dépend du facteur de qualité Q :

$$B = \frac{f_{res}}{Q}$$

Bande passante = $\frac{\text{Fréquence de résonance}}{\text{Facteur de qualité}}$

EXEMPLE. — Un circuit dont $Q = 160$ à 800 kHz a une bande passante de :

$$B = \frac{800}{160} = 5 \text{ kHz}$$

Plus le facteur de qualité est élevé, plus la bande passante est étroite, et meilleure donc est la *sélectivité*.

3-9. — Bande passante d'un circuit pour V.H.F.

Aux hautes fréquences de la gamme V.H.F., la capacité totale des circuits oscillants, y compris celles dues au câblage, descend à environ 20 pF. Les bobinages, de ce fait, ne peuvent comporter que quelques spires. Un montage sans pertes peut cependant atteindre un facteur Q d'environ 100.

D'après la formule du paragraphe précédent, on obtient, à $f_{res} = 100$ MHz, une bande passante B de :

$$B = \frac{f_{res}}{Q} = \frac{100}{100} = 1 \text{ MHz}$$

et, d'après la formule du paragraphe 3-6, pour $C = 20$ pF, une impédance à la résonance de :

$$Z_{res} = Q \times \frac{1}{\omega C} = 100 \times \frac{10^{10}}{2 \pi \times 10^6 \times 20} \approx 8000 \Omega$$

Cette importante largeur de bande est souhaitable ; elle est nécessaire d'ailleurs pour permettre la transmission de l'excursion de fréquence de ± 75 kHz des émetteurs F. M. Malheureusement, l'impédance $Z_{rés}$ diminue encore sous l'influence des capacités apportées par le câblage, nécessitant une forte amplification.

3-10. — Le facteur de qualité en fonction de la fréquence.

Le facteur de qualité Q d'un circuit varie avec la fréquence suivant le soin apporté à l'exécution et les dimensions du bobinage. Il dépend des pertes de ce dernier, ainsi que de celles du condensateur. A ce point de vue, les condensateurs à diélectrique air ou mica sont les meilleurs, ceux « au papier » étant à proscrire dans les circuits oscillants.

Les pertes dans les enroulements restent faibles grâce à l'emploi du fil divisé et des noyaux de ferrite, ainsi qu'en évitant la proximité de pièces métalliques (formation de courants de Foucault).

Le facteur Q d'un bobinage, comme les propriétés d'un circuit, doivent être mesurés, le calcul ne pouvant les pré-déterminer exactement, même en employant les formules des paragraphes 3-6 ou 3-7. On peut, il est vrai, préciser ainsi les valeurs de L et C , mais celles de r et Q doivent être mesurées pour chaque fréquence.

3-11. — Variations de la bande passante et de l'impédance en fonction de la fréquence.

On peut adopter la valeur moyenne de 100 comme facteur de qualité des bons circuits. Cette base a été retenue pour l'établissement du tableau ci-contre (fig. 3-11), et nous donne les enseignements suivants :

- *En grandes ondes :* la bande passante étroite et l'impédance élevée donnent une bonne sélectivité et une haute tension à la résonance.

- *En petites ondes :* bande passante plus large et impédance plus faible, soit sélectivité moins bonne et tension à la résonance moins élevée.

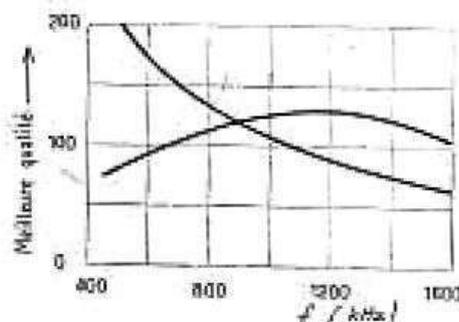


Fig. 3-10. — Courbe de « qualité » pour différents circuits.

Gamme G.O.						
$L = 2000 \mu H, Q = 100$						
f	150	200	250	380	350	kHz
B	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	kHz
$Z_{rés}$	190	250	310	300	440	k Ω
Gamme P.O.						
$L = 200 \mu H, Q = 100$						
f	500	750	1000	1250	1500	kHz
B	5,0	7,5	10,0	12,5	15,0	kHz
$Z_{rés}$	63	94	126	157	188	k Ω
Gamme O.C.						
$L = 2 \mu H, Q = 100$						
λ	50	40	30	20	15	m
f	6	7,5	10	15	20	MHz
B	60	75	100	150	200	kHz
$Z_{rés}$	7,5	9,4	12,6	19	25	k Ω
Gamme U.O.C., $f = 100$ MHz						
$C = 30$ pF, $Q = 100$						
$B = 1000$ kHz			$R_s = 5,3$ k Ω			

Fig. 3-11. — Largeur de bande B et impédance à la résonance $Z_{rés}$ pour les différentes gammes d'ondes.

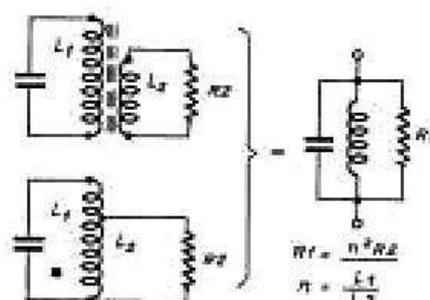


Fig. 3-12. — Modification de la charge due au transformateur haute fréquence.

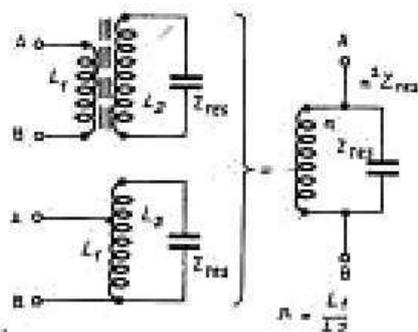


Fig. 3-13 — Diminution de l'impédance du circuit par couplage avec un bobinage à nombre réduit de tours.

● *En ondes courtes :*

la courbe de résonance très large (40 à 200 kHz), l'impédance très faible (de 7,5 à 25 k Ω) ne donnent qu'une tension réduite à la résonance.

● Enfin, *en ondes ultra-courtes :*

la bande passante, atteignant 1000 kHz, correspond à la largeur de la gamme entière des P. O. ; l'impédance tombe à 5,3 k Ω .

3-12. — Charge d'un circuit oscillant.

La règle appliquée aux transformateurs, $R_1 = n^2 \times R_2$ (paragraphe 2-19) est valable également pour les transformateurs H. F. à couplage fixe et les circuits oscillants.

Si un circuit, par l'intermédiaire d'un enroulement couplé ou d'une prise sur un bobinage unique, est chargé par une résistance R_2 , celle-ci se comporte comme étant en parallèle sur l'ensemble du circuit, et sa valeur est de $n^2 \times R_2$ (fig. 3-12).

Si L_2 comporte moins de spires que L_1 , R_1 devient plus élevée que R_2 , et la charge du circuit diminue.

EXEMPLE. — $L_1 = 70$ spires ; $L_2 = 50$ spires ; $R_2 = 100$ k Ω .

D'où $n = 70/50 = 1,4$;

$R_1 = 1,4^2 \times 100 = 195$ k Ω .

Au lieu de 100 k Ω , nous avons donc près de 200 k Ω en parallèle sur le circuit, qui est donc notablement moins amorti. Au cas où la charge est constituée par une capacité, celle-ci apparaît au primaire avec la valeur :

$$C_1 = \frac{C_2}{n^2}$$

Le circuit est alors moins désaccordé que lorsque la charge est connectée directement en parallèle.

3-13. — Diminution de l'impédance à la résonance.

Si nous couplons un circuit oscillant, soit par induction, soit par une prise, à un bobinage ne comportant qu'un nombre réduit de spires, son impédance à la résonance Z_{res} diminue, conformément à la formule

$R_1 = n^2 \times R_2$ c'est-à-dire $Z_{res1} = n^2 \times Z_{res2}$.

EXEMPLE. — $L_1 = 70$ spires ; $L_2 = 90$ spires ; $Z_{res2} = 200$ k Ω .

D'où $n = 70/90 = 0,778$;

$Z_{res1} = 0,778^2 \times 200 = 120$ k Ω .

Entre A et B (fig. 3-13) ne subsistent plus que $120 \text{ k}\Omega$ en chiffres ronds. Le facteur Q et la sélectivité du circuit restent inchangés. Si la distance entre les enroulements L_1 et L_2 est grande, la diminution a lieu dans un rapport supérieur à μ^2 .

L'impédance ne peut être augmentée par une élévation de μ , car l'augmentation du nombre de spires de L_1 modifie complètement les propriétés du circuit à la résonance.

3-14. — Circuit en π .

À côté des montages série et parallèle des circuits oscillants, qui sont des dipôles, on utilise souvent comme circuit d'accord, une autre disposition, nommée *circuit* ou *filtre en π* , qui, elle, constitue un quadripôle.

La capacité est partagée en deux parties connectées en série, dont la résultante détermine avec la self-induction du bobinage la fréquence de résonance du circuit. Par conséquent, si le montage est symétrique, chacun des deux condensateurs doit avoir une valeur de $2C$ pour l'application de la formule de la résonance.

Si l'on injecte entre les bornes 1 et 2 (fig. 3-14) une tension H. F. composite, on trouve aux bornes de sortie 3 et 4 la tension élevée correspondant à f_{rs} , tandis que celles des autres fréquences sont nettement plus faibles; mais, les condensateurs formant un diviseur capacitif, une partie seulement de la tension de résonance y parvient.

L'avantage de ce dispositif réside dans le fait que des capacités, à l'entrée et à la sortie, peuvent être incorporées à celles d'accord. Par exemple, dans l'emploi en circuit d'accord de récepteur pour voiture, la capacité du câble blindé de l'antenne peut constituer une partie du condensateur d'entrée.

Pour plusieurs gammes de fréquences, le bobinage est réalisé comme le variomètre représenté dans la figure 2-16.

Toutefois, aucun courant continu ne pouvant circuler ni entre les bornes d'entrée, ni entre celles de sortie, ce montage ne peut convenir à tous les cas.

3-15. — Cavité résonnante.

Dans les circuits oscillants pour hyperfréquences (ondes centimétriques), le bobinage L (fig. 3-15 a) peut se présenter sous

FORMES PARTICULIÈRES DE CIRCUITS OSCILLANTS

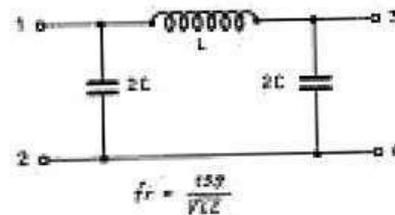


Fig. 3-14. — Filtre ou circuit en π .

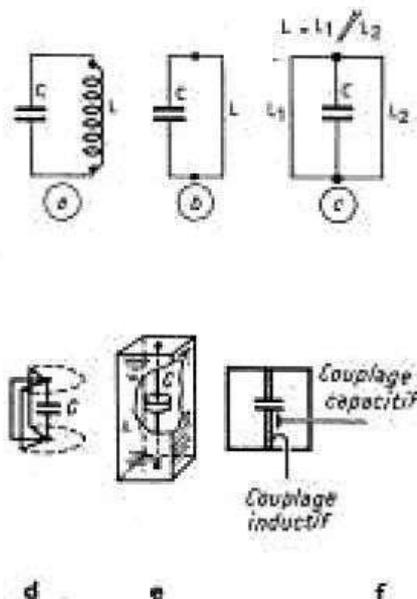


Fig. 3-15. — Origine de la cavité résonnante.

la forme d'une courte boucle de fil (fig. 3-15 b) reliant les bornes de C. Pour les fréquences encore plus élevées, on peut en connecter une seconde en parallèle (fig. 3-15 c) qui aura pour effet de diviser la self-induction par 2.

Si l'on ajoute d'autres boucles en les disposant, comme le montre la figure 3-15 d, tout autour de la capacité, on obtient un circuit en forme de cylindre fermé, à l'intérieur duquel se développent les champs magnétique et électrique. Si ce cylindre est entièrement clos (cavité résonnante), il n'y a pas de rayonnement à l'extérieur, et le facteur Q du circuit ne dépend que des pertes à l'intérieur. Celles-ci peuvent être réduites par argenture de la surface interne, ce qui augmente sa conductivité et améliore ses propriétés électriques.

Ces cavités peuvent être réalisées sous d'autres formes, la figure 3-15 e, par exemple, en montre une parallélépipédique.

Enfin, comme l'indique la figure 3-15 f, les couplages doivent être effectués à l'aide de sondes pénétrant à l'intérieur.

3-16. — Circuit « papillon ».

Le condensateur variable papillon se compose de deux plaques au stator et d'un double rotor.

Dans la figure 3-16 a, la capacité de l'ensemble est minimale. En tournant l'axe du condensateur, on obtient deux capacités partielles en série.

Si nous relient les stators par deux petites connexions L_1 et L_2 , ainsi que l'indique la figure 3-16 c, nous aurons réalisé un circuit oscillant.

Le rotor étant complètement engagé, la capacité sera maximale, et les self-inductions L_1 et L_2 seront entièrement utilisées : on enregistre à ce moment la fréquence de résonance la plus basse.

Si l'on dégage le rotor des stators, non seulement la capacité diminuera, mais également la valeur de self-induction de L_1 et de L_2 , car elles seront capacitivement court-circuitées par le voisinage des parties métalliques du rotor.

Un circuit « papillon » permet de couvrir une large bande de fréquences.

Un autre avantage précieux de ce circuit est sa composition en éléments très rigides qui, lors de la fabrication en série de circuits pour ondes décimétriques, permettent

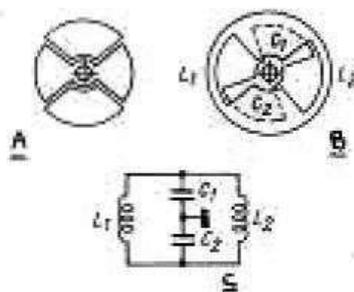


Fig. 3-16. — Circuit « papillon » pour haute fréquence.
a) Condensateur « papillon » (rotor en grille).
b) Les groupes de plaques du stator sont réunies par les boucles L_1 et L_2 . Le rotor est légèrement engagé.
c) Circuit équivalent d'un ensemble « papillon ».

d'obtenir des ensembles possédant des caractéristiques exactement identiques.

3-17. — Les lignes résonnantes pour V.H.F.

Deux conducteurs parallèles de longueur déterminée constituent une *ligne résonnante* qu'on peut employer, en V.H.F., comme circuit accordé.

La figure 3-17 a montre deux dispositions d'une de ces lignes utilisée en circuit absorbeur, ou coupe-bande, correspondant à un circuit résonnant série : l'une a son extrémité ouverte, celle de l'autre est court-circuitée, leurs longueurs étant respectivement de $1/4$ et $1/2$ longueur d'onde de la fréquence à éliminer.

Les récepteurs de V. H. F. comportent parfois un filtre de ce genre accordé vers 1,5 m, afin d'éviter toute perturbation à la bande III de télévision. Ce filtre est constitué par deux fils de 30 ou 60 cm de long, dimensions que la capacité du câble oblige à prendre plus courtes que $1/4$ ou $1/2 \lambda$, connectés entre la descente d'antenne et la masse.

Les antennes dipôles étant symétriques par rapport à la terre, on emploie une combinaison de lignes (fig. 3-17 b) qui ne comporte que trois connexions et consiste généralement en un circuit imprimé formé de trois traits conducteurs parallèles.

Ce coupe-bande n'a aucune action sur la réception, mais sert à la protection des récepteurs de télévision voisins, et ne doit être ni transformé, ni supprimé.

3-18. — Variation de capacité des condensateurs d'accord.

Les stations de radiodiffusion, afin de permettre la réception de chacune d'entre elles, travaillent sur des fréquences différentes qui, dans la gamme P. O., par exemple, ne sont parfois séparées que par 8 à 10 kHz !

C'est grâce à l'emploi de condensateurs variables que les circuits d'accord des récepteurs peuvent sélectionner une seule de ces fréquences, permettant ainsi l'écoute de l'émetteur choisi.

Afin de couvrir la totalité de la gamme de fréquences souhaitée, il faut, lors d'un projet de réalisation, calculer la valeur de ce condensateur, dont la variation de

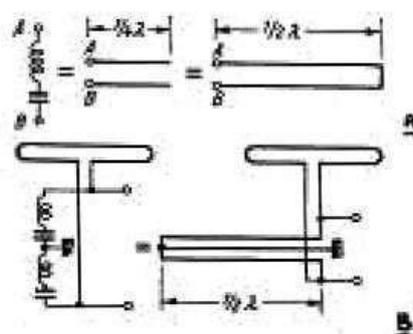


Fig. 3-17. — Un circuit $\lambda/4$ ouvert, ou un circuit $\lambda/2$ en court-circuit, présente les propriétés d'un circuit résonnant-série.

ACCORD DES CIRCUITS

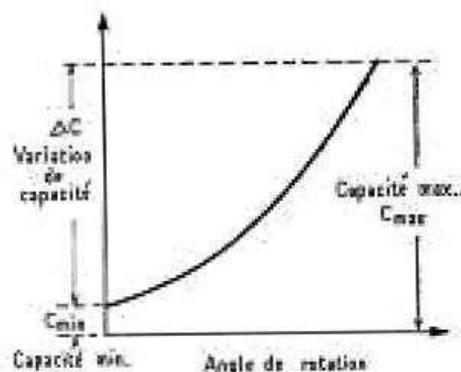


Fig. 3-18. — Valeurs d'un condensateur variable dans le circuit d'un récepteur.

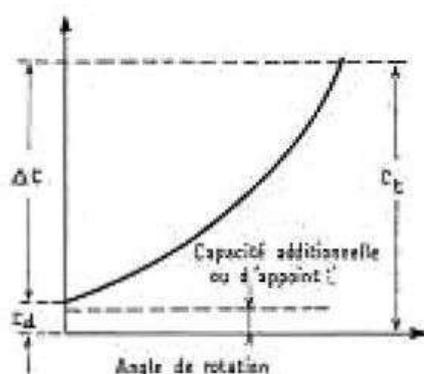


Fig. 3-19 — Elévation de la valeur de la capacité pour l'alignement.

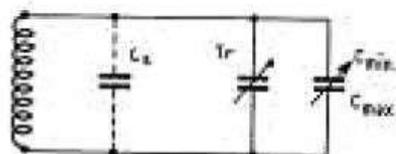


Fig. 3-20 — Capacités parasites C_s et T_r d'un circuit oscillant pour l'ajustement du condensateur variable.

$$C_d = C_s + C_{Tr} + C_{min}$$

capacité (fig. 3-18) n'est pas linéaire, mais augmente d'abord lentement, puis plus rapidement. Sa capacité minimale, ou *capacité résiduelle*, C_{min} , est de 10 à 20 pF, et sa valeur maximale C_{max} de 180 à 550 pF. La différence ΔC est appelée *variation de capacité* :

$$\Delta C = C_{max} - C_{min}$$

3-19. — Capacité d'entrée d'un circuit accordé.

Dans les récepteurs, on trouve en parallèle sur le condensateur variable diverses capacités parasites, notamment celles du câblage et des circuits suivants C_s , celles aussi propres aux bobinages et, enfin, les capacités des trimmers C_{Tr} . C_d est la capacité *totale* de départ (condensateur variable au minimum), C_t la capacité *totale* terminale atteinte pour la valeur maximale du condensateur variable :

$$C_t = C_d + \Delta C$$

Le rapport entre C_t et C_d est exprimé par n :

$$n = \frac{C_t}{C_d} ; \text{ avec } C_t = C_d + \Delta C$$

$$n = \frac{C_d + \Delta C}{C_d} ; \text{ avec } C_d = \frac{\Delta C}{n - 1}$$

Capacité de départ et capacité terminale se comportent comme l'inverse du carré de la variation de fréquence. Si celle-ci est modifiée dans le rapport de 1 : 3, par exemple, $n = 3^2 = 9$.

3-20. — Calcul des limites de gamme.

Ce calcul doit être effectué dans l'ordre suivant :

1. Déterminer la variation de fréquence d'après les limites de la bande de fréquences à couvrir.

2. Calculer n = carré de la variation de fréquence.

3. Mesurer C_{max} et C_{min} du condensateur variable.

4. Déterminer $\Delta C = C_{max} - C_{min}$.

5. Calculer $C_d = \frac{\Delta C}{n - 1}$

6. Calculer $C_t = C_d + \Delta C$.

7. Avec C_t et la limite de fréquence inférieure de la bande à couvrir, calculer le bobinage :

$$L = \frac{25\,350}{f_{min}^2 \times C_t}$$

EXEMPLE.

1. Limites de la bande de fréquences : 500 à 1500 kHz. Variation de fréquence 500 : 1500 = 1 : 3.

2. $n = 3^2 = 9$.

3. Capacité du condensateur : 20 à 500 pF.

4. $\Delta C = 500 - 20 = 480$ pF.

5. $C_d = \frac{480}{9 - 1} = \frac{480}{8} = 60$ pF.

6. $C_r = C_d + \Delta C = 480 + 60 = 540$ pF.

7. $L = \frac{25\,350}{0,5^2 \times 540} = 188$ μ H.

La capacité de départ C_d exacte doit être déterminée expérimentalement, le condensateur variable étant entièrement « sorti » et le trimmer étant réglé au seuil de la bande. La valeur de L est déterminée avec le condensateur variable entièrement engagé, et on procède alors par légères variations de la valeur de self-induction du bobinage.

3-21. — Court-circuit des bobinages non utilisés.

Les condensateurs variables normaux ne permettant de couvrir qu'une bande de fréquences de 1 : 3, il est nécessaire, pour la réception de plusieurs gammes, d'effectuer des changements de bobinages.

Les trois gammes usuelles exigent pour une capacité C de 500 pF, les valeurs de L suivantes :

Grandes ondes (G. O.)	2000 μ H
Petites ondes (P. O.)	190 μ H
Ondes courtes (O. C.)	1,3 μ H

Un moyen rarement rencontré aujourd'hui est la mise en série des trois bobinages (fig. 3-21 a). En O. C., les enroulements G. O. et P. O. sont court-circuités par un commutateur ; en P. O., seul le bobinage G. O. est en court-circuit ; enfin, en G. O., la totalité des enroulements est en service. La valeur totale de L est donc calculée pour un montage en série. Pour parfaire l'alignement de chaque gamme, un trimmer est connecté en parallèle sur chaque bobinage.

Dans le montage série de circuits oscillants, lorsque la différence de fréquences est élevée, on peut même éviter le court-

COMMUTATION DES GAMMES

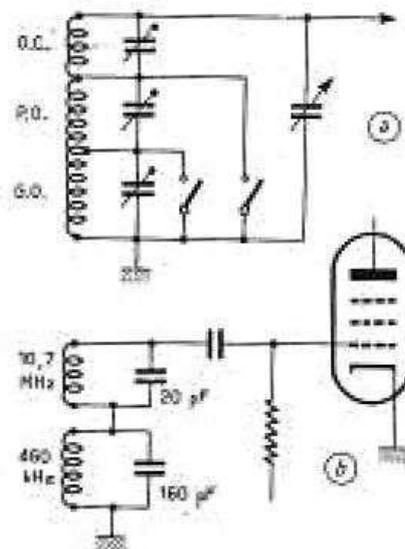


Fig. 3-21. — Contacteur de gammes pour des enroulements mis en série.

a) Les enroulements non-utilisés sont mis en court-circuit.
b) Le circuit de fréquence intermédiaire avec enroulements (10,7 MHz et 460 kHz) en série, ne nécessite pas la mise en court-circuit de l'enroulement non-utilisé.

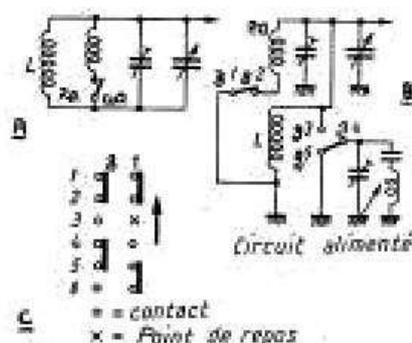


Fig. 3-22. — Changement de bande par adjonction d'une bobine mise en parallèle.
a) Principe.
b) Schéma d'une réalisation industrielle.
c) Exemple de contacteur utilisé dans cette réalisation.

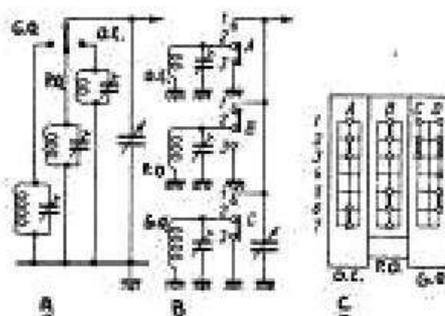


Fig. 3-23. — Contacteur de gammes par enroulements séparés.
a) Principe.
b) Réalisation industrielle, dans laquelle les enroulements non-utilisés sont mis en court-circuit.
c) Exemple de raccordement du contacteur. (Les ondes moyennes sont en service.)

circuit des bobinages inutilisés. C'est ce que montre la figure 3-21 b pour des circuits passe-bande de fréquence intermédiaire (F. I.) de récepteur *superhétérodynne*, réglés respectivement à 10,7 MHz et 460 kHz. Pour cette dernière fréquence, les quelques spires de l'enroulement de 10,7 MHz se confondent avec la connexion sur la grille du tube, tandis que le condensateur de 160 pF constitue pour la première un court-circuit capacitif vers la masse. Cet ensemble peut donc, à volonté, sans commutation, fonctionner sur l'une ou l'autre fréquence.

3-22. — Bobinages en parallèle.

Dans le montage représenté dans la figure 3-22 a, la réception de la gamme P.O. est obtenue par la connexion en parallèle des enroulements G.O. et P.O. Tandis que son trimmer reste en circuit, l'enroulement P.O. est coupé de la masse pour l'écoute de la gamme G.O., dont le trimmer supplémentaire spécial est commuté en même temps.

La figure 3-22 b montre un montage pratique employé dans un récepteur construit industriellement, et la figure 3-22 c, le diagramme de commutation correspondant à un clavier à touches, aujourd'hui universellement employé. Les contacts sont enclenchés à distance par le mouvement d'une lame commandée par pression sur les touches. La lettre *g*, au-dessus de ce diagramme, indique les commutations de la touche correspondant aux G.O. ; *t* est la touche voisine.

3-23. — Commutation des bobinages.

Dans les montages des paragraphes 3-21 et 3-22, les bobinages des trois gammes sont interdépendants. Un dommage quelconque, un dérèglement de l'un d'eux met la totalité des gammes hors service.

Aussi, dans les récepteurs de luxe, préfère-t-on utiliser des bobinages complètement séparés, qui sont commutés les uns après les autres, les enroulements inutilisés étant éventuellement court-circuités par un contact particulier.

La figure 3-23 a représente le principe simplifié de cette commutation ; la figure 3-23 b, le schéma d'une réalisation du commerce correspondante et, enfin, la figure 3-23 c montre le diagramme des contacts des trois gammes.

3-24. — Courbe de résonance de circuits séparés.

Si l'on monte en série deux circuits identiques, sans induction mutuelle (séparés par un tube) et si on relève leur courbe de résonance commune, on constate qu'elle est plus « pointue » que leurs courbes particulières.

Si une interférence est produite par un émetteur voisin de la fréquence de résonance, donnant dans le premier circuit une tension de $1/10^e$ de la valeur de celle produite par l'émetteur choisi, le second circuit l'atténuera à nouveau 10 fois, ramenant ainsi la tension indésirable au $1/100^e$ du niveau de l'émission souhaitée.

La courbe commune à plusieurs circuits séparés est obtenue en multipliant entre elles les valeurs des tensions des courbes particulières. Aussi (fig. 3-24), ce n'est que pour faciliter la comparaison des deux courbes que leurs sommets sont également fixés à 1 V. La courbe résultante est toujours plus « pointue », et sa bande passante plus étroite que celle d'un seul circuit.

3-25. — Courbe de résonance de circuits couplés.

Les circuits dont une partie du champ magnétique ou électrique est commune sont appelés *circuits couplés*.

Lorsque cette partie commune est peu élevée, c'est-à-dire lorsque l'influence de l'induction mutuelle est faible, le *couplage* est dit *lâche*. La courbe totale obtenue est étroite, et se rapproche de celle de circuits séparés.

Si le couplage est *serré*, la courbe s'élargit, son sommet s'aplatit légèrement, formant deux bosses (fig. 3-25), mais les flancs restent « raides », et l'on peut ainsi, par variation du couplage, fixer à volonté la largeur de la bande passante. La fréquence de résonance n'est pas transmise seule, mais également les bandes latérales émises lors de la modulation. C'est le mode de couplage appliqué aux *filtres de bande* que l'actuelle technique de réception utilise pour la fréquence fixe des amplificateurs F. I. (fréquence intermédiaire).

3-26. — Couplage inductif total des deux bobinages.

Les deux bobinages, fixés à une certaine distance l'un de l'autre, sont couplés

CIRCUITS COUPLES

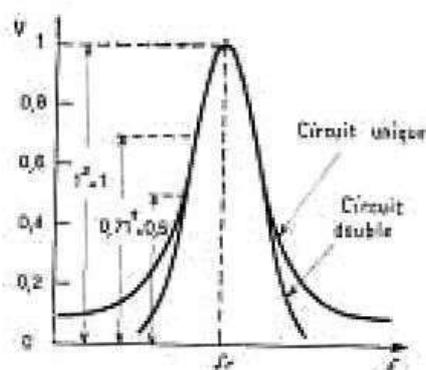


Fig. 3-24. — Courbe de résonance d'un circuit unique, et, ensuite, courbe de deux circuits mis en série.

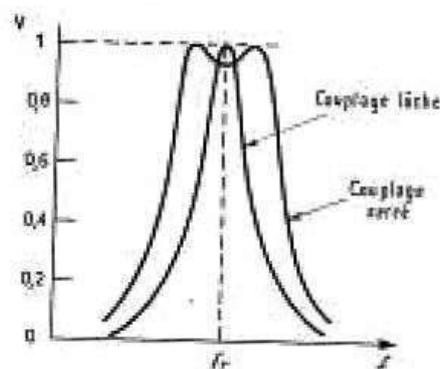


Fig. 3-25. — Courbe de résonance de deux circuits couplés (couplage lâche, et couplage serré).

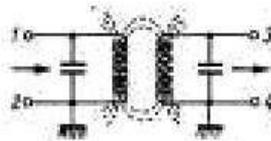


Fig. 3-26. — Couplage mutuel inductif de la totalité des enroulements.

inductivement et donnent ainsi une bande passante constante déterminée une fois pour toutes. C'est le procédé employé couramment dans les transformateurs F.I. ou filtres de bande. Les connexions des enroulements doivent être écartées les unes des autres, afin d'éviter tout couplage capacitif (fig. 3-30). Celui-ci prend parfois une telle importance que la variation du couplage inductif peut perdre toute influence sur la bande passante.

Cette dernière peut être rendue variable à l'aide d'un réglage mécanique de la distance entre les bobinages.

Le couplage lâche assure une bonne sélectivité; serré, il donne une bande passante plus large et, surtout une puissance d'audition accrue et une meilleure reproduction des fréquences élevées du registre audible.

Un filtre de bande est, comme le montre la figure 3-26, un quadripôle, avec deux entrées, 1 et 2, et deux sorties, 3 et 4.

3-27. — Couplage inductif par une fraction de bobinage.

La variation de la bande passante par déplacement de la totalité des bobinages influe légèrement sur l'accord des circuits oscillants. Cette influence est notablement diminuée si le couplage est effectué par une fraction seulement d'un bobinage du circuit.

Dans ce cas, les enroulements principaux ne sont pas couplés entre eux, et seule la fraction assurant le couplage est rendue mobile. Son rapprochement vers le bobinage du second circuit rend le couplage plus serré et la bande passante plus large. Ce procédé est employé dans les filtres de bande F. I. dits à *sélectivité variable* (fig. 3-27 a).

Un système simplifié est également employé dans certains récepteurs à bande passante variable (fig. 3-27 b). Ici, les bobinages principaux sont couplés fixement de façon lâche (bonne sélectivité). Une touche du clavier effectue la mise en série, dans l'enroulement secondaire, d'un bobinage additionnel de quelques spires, couplé en permanence avec le primaire. Le couplage devient plus serré, la bande passante plus large. Celle-ci est encore élargie par le léger désaccord introduit du

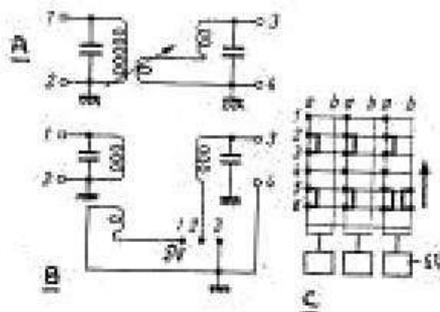


Fig. 3-27. — Couplage inductif par une fraction de bobinage.

- a) Principe.
- b) Couplage commutable.
- c) Exemple de disposition du clavier; la touche marquée « 5V » actionne les contacts 1, 2, et 3, du schéma b.

fait de cette adjonction au circuit, la fréquence de résonance de l'un s'écartant quelque peu de celle de l'autre.

La figure 3-27 *e* représente le diagramme de commutation pour la touche correspondant à la sélectivité variable S.V.

3-28. — Couplage par une fraction commune de bobinage.

L'enroulement de couplage est connecté entre les points « froids » (inférieurs) des deux bobinages et la masse, et transmet ainsi la tension (fig. 3-28).

Le nombre de spires de cet enroulement détermine la valeur du couplage entre les deux bobinages, qui, afin de maintenir un rapport bien défini à l'ensemble, sont blindés. Ce procédé est peu usité, le prix de revient en étant élevé.

3-29. — Couplage par un troisième circuit oscillant.

Ce montage rend possible une grande variation de la bande passante d'un filtre de bande F. I. et évite le déplacement d'un bobinage principal, la rotation du circuit de couplage, placé au centre (fig. 3-29), assurant le réglage.

En position verticale, ce circuit donne un couplage lâche et une bande passante étroite. Lorsque, tourné de 90°, il est couplé au maximum, il fournit, avec une tension élevée, une courbe de résonance élargie dont le sommet comporte trois bosses. Dans les positions intermédiaires, la courbe a, elle aussi, une forme intermédiaire.

C'est également un montage peu utilisé, étant donné son prix de revient, et généralement les filtres de bande à trois circuits sont à bande passante fixe.

3-30. — Couplage capacitif au sommet.

Ce couplage est effectué par le condensateur C_c reliant les sommets des deux circuits (fig. 3-30). Présentant une forte réactance aux fréquences basses, C_c n'en transmet qu'une partie. Le couplage est donc lâche lorsque les circuits sont accordés sur ces fréquences, et devient serré lorsque leur accord est réalisé sur les fréquences élevées.

Les deux enroulements sont séparés par un blindage.

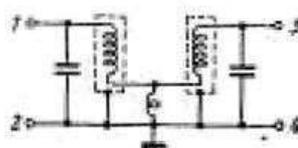


Fig. 3-28. — Couplage inductif par petite bobine commune.

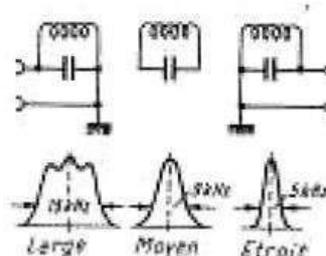


Fig. 3-29. — Filtre à trois circuits. La variation de la largeur de la bande passante est obtenue par la rotation de la bobine centrale.

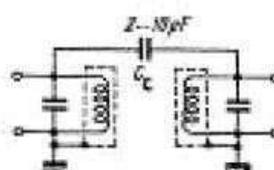


Fig. 3-30. — Couplage par un petit condensateur.

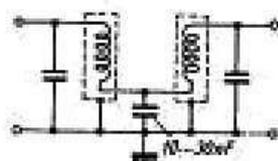


Fig. 3.31. — Couplage capacitif à la base par un condensateur de capacité élevée.

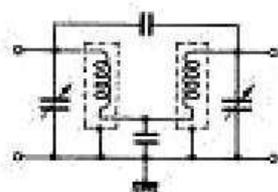


Fig. 3.32. — Couplage mixte pour filtre de bande réglable.

3-31. — Couplage capacitif à la base.

La base des deux circuits est reliée à la masse par l'intermédiaire d'une seule capacité (fig. 3-31).

Aux fréquences basses, la forte réactance de C_r engendre à ses bornes une différence de potentiel élevée qui est transmise au secondaire : le couplage est donc serré.

Le fonctionnement est l'inverse de celui du montage précédent. Mais le condensateur C_r , étant ici de valeur plus élevée, est plus facile à déterminer exactement que la petite capacité des circuits du paragraphe 3-30, qui apporte souvent, en parallèle avec elle, des capacités parasites.

3-32. — Couplage capacitif mixte.

Fonctionnant de manières opposées, les deux couplages capacitifs que nous venons de voir possèdent des qualités propres qui ont donné naissance à un couplage mixte qu'on trouve dans certains récepteurs F. M. de qualité.

Les fréquences élevées sont transmises par le condensateur situé au sommet des circuits, tandis que les fréquences basses agissent par le condensateur placé à leur base. On obtient ainsi une largeur de bande presque égale pour toute l'étendue de la gamme.

Les entroulements ne sont pas couplés inductivement ; ils sont protégés par des blindages afin d'éviter les couplages inductifs indésirables.

Le condensateur du sommet des circuits ne se compose souvent que de deux fils parallèles ou torsadés d'une certaine longueur. Pour la bande G. O., le condensateur de base doit être de valeur plus faible, afin que le couplage correspondant aux fréquences basses demeure serré. On admet, pour les G. O. : $C_r = 10 \text{ nF}$; et pour les P. O. : $C_r = 30 \text{ nF}$.

3-33. — Variations de résistance des circuits R.C. en fonction de la fréquence.

Les résistances, et particulièrement les résistances à couche, présentent aux courants alternatifs de toutes fréquences une valeur constante. Par contre, la réactance

CIRCUITS
ET FILTRES R.C.

des condensateurs diminue lorsque la fréquence augmente.

Si l'on connecte ensemble résistances et condensateurs, les dispositifs obtenus se comportent, d'une part comme une résistance ohmique, et d'autre part comme une réactance capacitive, au-dessous d'une fréquence-limite f_l ou fréquence de coupure f_c .

Suivant le mode de montage, on favorise soit les hautes, soit les basses fréquences.

La réactance capacitive X_c variant fortement avec la fréquence, il est préférable de représenter sa variation à l'aide de l'échelle logarithmique employée dans les règles à calcul. Les valeurs élevées y sont resserrées selon une loi déterminée, où l'espace de 1 à 10 est égal à celui de 10 à 100 ou à celui de 100 à 1000. C'est d'après cette loi qu'est tracée la courbe de la figure 3-33 b, dans laquelle les valeurs prises par X_c varient selon une droite.

3-34. — Résistance et condensateur en parallèle.

Aux basses fréquences, le courant alternatif ne circule, dans ce cas, que dans la résistance ohmique R , la réactance X_c étant trop élevée. L'impédance totale est alors égale à R (fig. 3-34 a). A la fréquence-limite f_l , R et X_c sont devenues égales, l'impédance a diminué comme si l'on avait connecté deux résistances en parallèle. Sa valeur est alors de 0,7 de R (fig. 3-34 b).

A la fréquence-limite f_l , on a :

$$R = \frac{1}{\omega_l \times C} ; R = \frac{159\,000}{f_l \times C} ;$$

$$f_l = \frac{159\,000}{R \times C} \text{ (en k}\Omega, \text{ kHz, pF)}$$

Cette formule étant celle de la capacitance (paragraphe 1-8), f_l peut donc être déterminée au moyen de l'abaque III (page 283).

Aux fréquences très supérieures à f_l , X_c devient beaucoup plus petite que R . L'impédance, suivant la même courbe, diminue également et est égale à la réactance capacitive. Au-dessous de f_l , les diverses fréquences donnent lieu à une tension égale à celle qui se forme sur la résistance ohmique. Par contre, les hautes fréquences sont de plus en plus court-circuitées, et leur tension devient de plus en plus réduite.

Ce dispositif $R C$ est un dipôle.

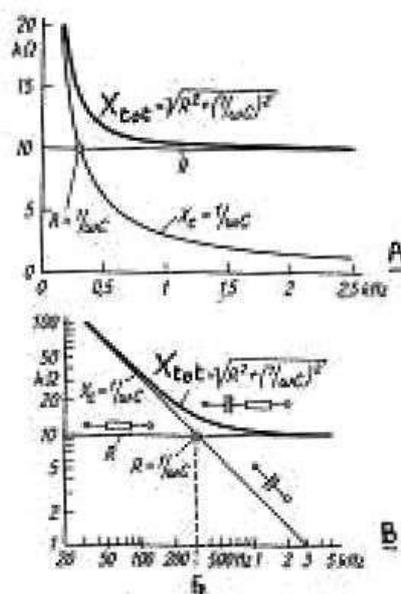


Fig. 3-33. — Valeurs de la capacitance et de la résistance pour différentes fréquences.

En a, variation à l'aide d'une échelle de fréquence linéaire ; en b, à l'aide d'une échelle logarithmique.

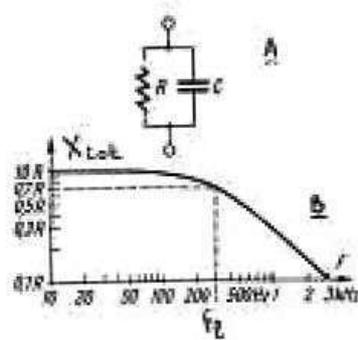


Fig. 3-34. — Résistance et condensateur en parallèle ; valeurs de la réactance totale.

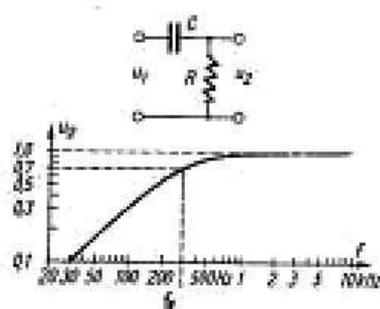


Fig. 3-35. — Filtre passe-haut, à résistance et capacité. Valeurs de la tension de sortie en échelle logarithmique.

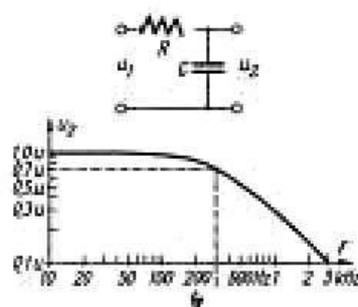


Fig. 3-36. — Filtre passe-bas, à résistance et condensateur. Valeurs de la tension de sortie en échelle logarithmique.

3-35. — Filtre passe-haut.

R et C représentent ici un diviseur de tension. u_1 est la tension d'entrée ; u_2 , tension partielle aux bornes de R, est la tension de sortie du quadripôle formé par cette combinaison de R et C, nommée *filtre passe-haut* (fig. 3-35).

La tension continue U_0 est nulle, C constituant pour elle une coupure. Aux fréquences basses, X_C est toujours plus élevée que R, aux bornes de laquelle ces fréquences ne donneront lieu qu'à une faible tension partielle u_2 . Près de la fréquence-limite f_l , X_C et R ont la même valeur :

$$R = \frac{1}{\omega l \times C} ; R = \frac{159\,000}{f_l \times C} ;$$

$$f_l = \frac{159\,000}{R \times C} \text{ (en k}\Omega, \text{ kHz, pF)}$$

La fréquence limite peut être déterminée à l'aide de l'abaque III (page 283) ; u_2 est alors égale à 0,7 de u_1 .

Ainsi, dans un filtre passe-haut, la tension continue est coupée ; les fréquences basses sont atténuées ; les fréquences supérieures à f_l sont transmises proportionnellement ; quant aux fréquences très supérieures, leur part dans la tension u_2 devient pratiquement égale à leur valeur dans la tension u_1 , car la réactance X_C étant alors très affaiblie, la résistance ohmique R a une influence prépondérante.

3-36. — Filtre passe-bas.

Alors que, dans le filtre passe-haut, la tension de sortie est développée aux bornes de R, dans le *filtre passe-bas*, elle est prise aux bornes de C (fig. 3-36).

Aux fréquences élevées, X_C étant plus petite que R, la tension de sortie correspondante est faible.

À la fréquence-limite f_l , elle est de 30 % plus faible que u_1 , soit 0,7 de la tension d'entrée.

Les formules du paragraphe précédent demeurent valables :

$$R = \frac{1}{\omega l \times C} ; R = \frac{159\,000}{f_l \times C} ;$$

$$f_l = \frac{159\,000}{R \times C} \text{ (en M}\Omega, \text{ Hz, pF)}$$

Lorsqu'on applique à l'entrée de ce quadripôle une tension composite, seules les fréquences basses et la tension continue sont transmises sans affaiblissement. Employé pour éliminer une fréquence perturbatrice, il porte aussi le nom de *circuit de*

filtrage. La mesure de son efficacité est donnée par le *coefficient de filtrage* α . Il indique combien de fois la tension u_1 est plus élevée que u_2 à la fréquence filtrée f_a :

$$\alpha = \frac{u_1}{u_2}$$

Lorsque α est égal ou supérieur à 2, on emploie la formule :

$$\alpha = \omega R C = 2 \pi f_a R C$$

$$\alpha = \frac{f_a \times R \times C}{159\,000} \text{ (en Hz, } \Omega, \mu\text{F ou kHz, k}\Omega \text{ et pF).}$$

On peut déterminer sans calcul la valeur de α au moyen de l'abaque III (page 283) : une ligne reliant les valeurs choisies sur les échelles extérieures, puis intérieure, correspondant à C, R et f_a , donne α par recoupement sur l'échelle centrale, suivant l'exemple chiffré du bas de page.

EXEMPLE. — R = 3000 Ω ; C = 4 μF ; f_a = 50 Hz.

Le résultat est : $\alpha = 3,8$.

3-37. — Constante de temps.

On donne souvent comme indication la *constante de temps* θ d'un circuit de filtrage, au lieu de sa fréquence-limite f_l .

Constante de temps $\theta = R \times C$ (en seconde, Ω , F).

θ est le temps mis par C (fig. 3-37 a) pour, à travers R, se charger à 63 % environ de la valeur de la tension continue U_E (fig. 3-37 b), lorsque l'on ferme l'interrupteur I.

La constante de temps ne représente qu'un moyen d'appréciation du produit RC. La même valeur est obtenue avec R grand et C petit, ou inversement. Elle ne peut donc pas exprimer un retard, comme pour l'obtention d'un écho, par exemple.

$$\theta = R \times C; \quad R \times C = \frac{1}{\omega_c}$$

$$\theta = \frac{1}{\omega_c} = \frac{1}{2 \pi f_l} \text{ (en seconde, Hz)}$$

La constante de temps est par conséquent l'inverse de la fréquence-limite des circuits de filtrage à RC.

3-38. — Filtres « en T » et « en double T ».

Dans certains cas, afin d'adapter au mieux un circuit de filtrage RC à un autre quadripôle, on a recours à un dispositif en forme de T (dit *filtre en T*).

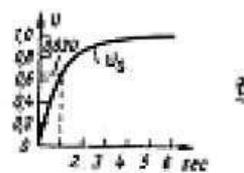
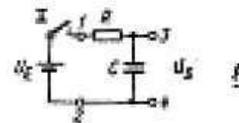


Fig. 3-37. — Temps mis par la tension de sortie U, pour se charger à travers R, à 63 % de la tension d'entrée.

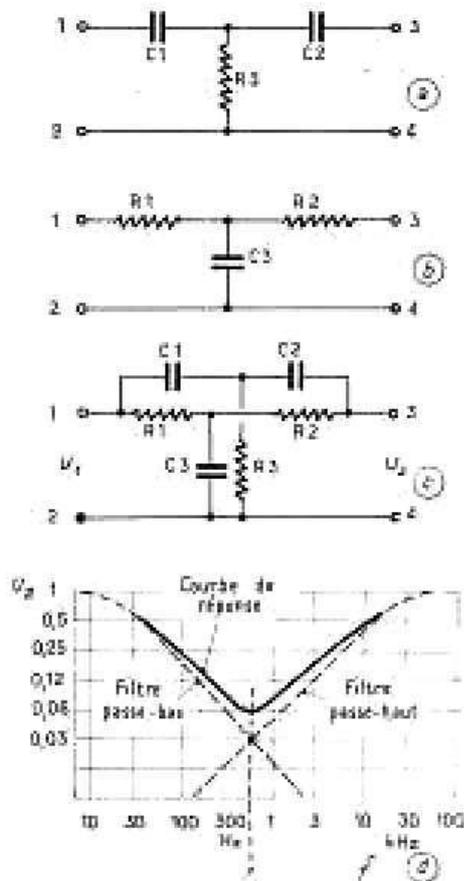


Fig. 3-38. — Formation du circuit en double-T, et sa courbe de réponse.

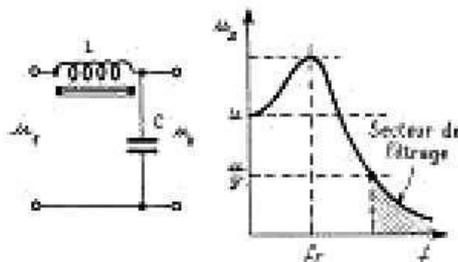


Fig. 3-39. — Circuit du filtrage LC et courbe montrant les plages respectives des fréquences de résonance et de filtrage.

Entre les bornes 1 et 3 (fig. 3-38 a et b) C (ou R) est fractionné en deux éléments égaux, C_1 et C_2 (ou R_1 et R_2), leur point commun est connecté à R_3 (ou C_3), dont l'autre extrémité est reliée aux bornes 2 et 4.

Un filtre passe-haut (fig. 3-38 a) et un passe-bas (fig. 3-38 b) combinés donnent un *filtre en double T*, dont les propriétés sont celles des deux composants, connectés en parallèle (fig. 3-38 c).

Réalisé avec des valeurs appropriées, le filtre en double T, donne la courbe de transmission représentée dans la figure 3-38 d, le filtre passe-haut transmettant les fréquences supérieures à la fréquence f_0 , comme le montre la partie droite de la courbe, le filtre passe-bas devenant efficace aux fréquences inférieures à f_0 . A cette dernière fréquence, la tension de sortie est très faible, les plus hautes et les plus basses fréquences n'étant que peu affaiblies.

Le filtre en double T atténue donc une bande centrale bien déterminée.

Les circuits R C sont utilisés de préférence en B. F. Leur usage n'est pas retenu pour la H. F., les flancs de leurs courbes n'étant pas suffisamment raides.

3-39. — Filtres LC.

Si, dans un circuit de filtrage, on connecte une bobine d'arrêt à la place de la résistance, soit $R = \omega L$, la formule précédente devient :

$$\alpha = \omega^2 L C ;$$

$$\alpha = \frac{f^2 \times L \times C}{25\,350} \quad (\text{en Hz, H et } \mu\text{F}).$$

L'efficacité du filtrage augmente dans une proportion égale au carré de la fréquence. Mais le filtre LC a encore un autre avantage : en courant continu, la chute de tension dans L est beaucoup moins élevée que dans R, bien que sa résistance au courant alternatif soit très haute.

Toutefois, cette efficacité n'est maximale que pour un coefficient α égal ou supérieur à 2. Au-dessous, la formule n'est plus valable, et la tension u_2 (fig. 3-39) devient même plus élevée, car alors L et C forment un circuit oscillant dans lequel peut se développer la tension à la résonance. On conçoit que f_{res} doit être inférieure à la fréquence à filtrer.

3-40. — Filtrés LC séparateurs de fréquences.

Les filtres LC peuvent également servir à la séparation des fréquences dans les circuits de sortie à plusieurs haut-parleurs, en fournissant à chacun d'eux la bande de fréquences correspondant à sa destination.

Les circuits RC ne peuvent convenir à cet usage, la résistance ohmique de R entraînant une trop forte chute de la tension modulée.

La figure 3-40 a montre l'action du filtre passe-haut constitué par L et C. Le condensateur, représentant un court-circuit pour les fréquences élevées, dérive celles-ci vers le haut-parleur d'aiguës, tandis que le bobinage L, qui représente, au contraire, un court-circuit pour les fréquences basses, relie pratiquement le haut-parleur de basses à la totalité de l'enroulement du transformateur de sortie, lui permettant ainsi d'en recevoir toute la puissance.

On peut concevoir différemment le fonctionnement de ce montage, en considérant L et C comme un circuit résonnant série (fig. 3-40 b) dont la fréquence de résonance f_{res} représente la fréquence de coupure, généralement fixée à 300 Hz. La capacitance de C, soit $1/\omega C$, devenant très élevée pour les fréquences inférieures à cette limite, celles-ci provoquent à ses bornes une forte chute de tension dont bénéficie le haut-parleur de basses. Quant aux fréquences supérieures, rencontrant l'impédance de L, devenue prédominante, elles produisent également, mais aux bornes de L, une chute de tension qui est transmise au haut-parleur d'aiguës.

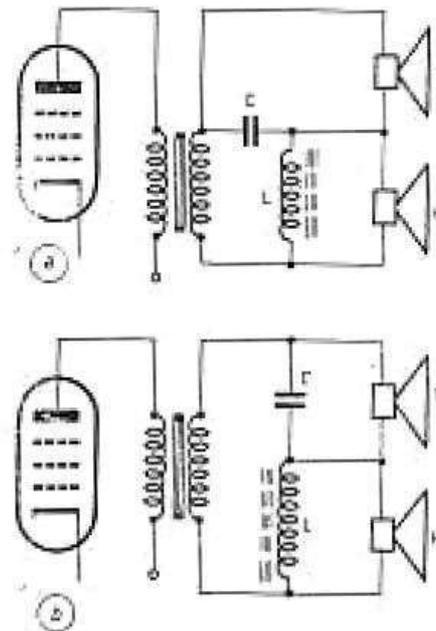


Fig. 3-40. — Séparation des fréquences par filtre LC vers les haut-parleurs « aiguës » et « graves ».

- a) Le filtre LC dérive les fréquences acoustiques élevées pour le HP « aiguës » (H).
 b) Autre disposition ; le condensateur C court-circuite les fréquences élevées vers le HP « graves » (T).

Enregistrement et reproduction des sons

L'objectif de la technique radioélectrique est de convertir les ondes sonores en courants électriques permettant leur transmission à distance, puis de reproduire fidèlement les sons originaux à l'aide de ces courants. Pour cela, au premier et au dernier stades de ce cycle, se trouvent les « transducteurs » électroacoustiques : le microphone et le haut-parleur.

Les vibrations de l'air produites par l'émission des sons provoquent des mouvements mécaniques de la membrane du microphone, et chacun de ces mouvements donne naissance à un courant (ou tension) proportionnel à l'amplitude du déplacement.

Inversement, la membrane du haut-parleur, soumise à ce courant (ou tension), reproduit les mêmes mouvements mécaniques, chaque déplacement donnant naissance à une vibration de l'air correspondant à l'onde sonore initiale.

Pour obtenir à volonté, dans le temps ou l'espace, la reproduction de toutes manifestations sonores, on a recours à l'enregistreur. Il permet, en quelque sorte, la « mise en conserve » des sons. Deux procédés différents sont employés : l'enregistrement mécanique, sur disque ; l'enregistrement électromagnétique, sur bande magnétique.

LES DIFFERENTS PRINCIPES DE BASE

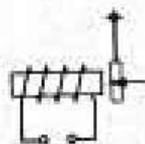


Fig. 4-1. — L'électro-aimant attire une armature.

4-1. — Le principe électromagnétique.

Un bobinage à noyau de fer, parcouru par un courant, se comporte comme un aimant réglable : il attire d'autant plus fortement les particules métalliques que le courant qui le parcourt est plus intense. La grue électromagnétique servant à déplacer les ferrailles est une application pratique très simple de ce principe.

Dans la technique des télécommunications, l'électromagnétisme est employé pour les relais : un bobinage parcouru par un courant attire une armature mobile en fer doux qui établit des contacts.

4-2. — Le principe électrodynamique.

Placé dans le champ magnétique d'un aimant, un bobinage parcouru par un courant se déplace. L'application la plus

connue de ce principe est l'instrument de mesure à bobine ou « cadre » mobile, voltmètre ou ampèremètre : le déplacement du cadre, entraînant l'aiguille indicatrice sur le cadran, est proportionnel à l'intensité du courant qui le parcourt.

Ce principe est réversible. Par exemple, dans une génératrice d'éclairage de route d'un vélo, le mouvement de la bobine mobile (rotor), tournant dans le champ magnétique d'un aimant permanent, donne naissance à un courant.

Deux aspects du phénomène sont à retenir :

1. Dans un champ magnétique, le courant parcourant un conducteur se transforme en mouvement.
2. Le déplacement d'un bobinage dans un champ magnétique donne naissance à un courant.

4-3. — Le principe électrostatique.

Dans un condensateur chargé par une tension continue, les deux armatures tendent à se rapprocher l'une de l'autre (fig. 4-3). Une application de ce principe est le voltmètre statique, qui consiste en un condensateur variable à air, dont le rotor, extrêmement léger, solidaire d'une aiguille indicatrice, s'engage entre les lames du stator dans une proportion fonction de la valeur de la tension appliquée aux bornes d'entrée.

Constituons un condensateur dont l'une des armatures est rigide, et l'autre mince et souple ; nous constaterons que, si nous lui appliquons une tension continue, l'armature souple va se rapprocher de l'armature rigide. Superposons à cette tension continue, une tension de forme sinusoïdale : la membrane mince suivra les variations imposées par cette tension.

Ce phénomène est réversible : connectons les armatures du condensateur à une forte résistance sous tension continue, nous constaterons que, si l'écart entre les armatures varie, le courant dans la résistance varie également.

Le principe statique permet donc deux possibilités :

1. Une tension peut se transformer en mouvement.
2. Un mouvement peut se transformer en variation de tension.

Dans le second cas, une tension conti-

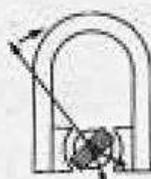


Fig. 4-2. — Une bobine parcourue par un courant se déplace dans un champ magnétique.

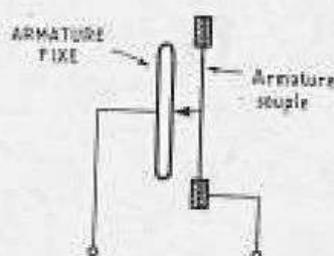


Fig. 4-3. — Les armatures d'un condensateur chargé tendent à se rapprocher.

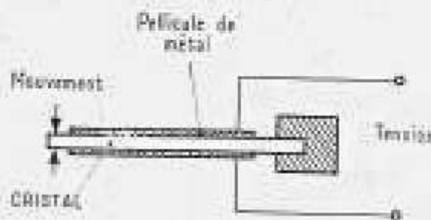


Fig. 4-4. — Un élément de cristal se déforme sous l'action d'une tension.

LES HAUT-PARLEURS

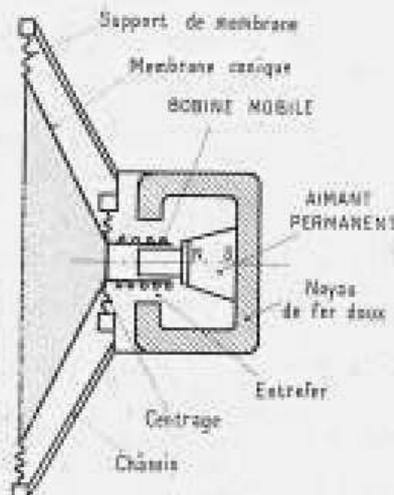


Fig. 4-5. — Vue en coupe d'un haut-parleur dynamique.

ne doit être maintenue aux bornes du condensateur.

4-4. — Le principe piézoélectrique.

Certains cristaux, comme le *sel de Seignette* et le *titamate de baryum*, ont la propriété de faire apparaître des charges électriques sur leurs faces, lorsque, par courbure ou torsion, on leur fait subir des déformations mécaniques, et, inversement de se déformer lorsqu'on leur applique des charges électriques.

Pour obtenir ces résultats, l'élément de cristal employé est recouvert, sur deux faces opposées, d'une couche conductrice qui constitue les électrodes. Puis, il est fixé de façon très rigide par l'une de ses extrémités, tandis que l'autre, demeurée libre, est munie soit d'une aiguille, soit d'une membrane qui, ou bien mise en mouvement lui communique des flexions donnant naissance à des différences de potentiel qui peuvent être recueillies sur les électrodes, ou bien au contraire transmet les mouvements mécaniques des flexions imposées au cristal par une tension variable appliquée sur ces mêmes électrodes.

Les « transducteurs » piézoélectriques sont, en principe, des condensateurs, mais contrairement aux applications du principe électrostatique, ils ne nécessitent pas de tension d'excitation.

4-5. — Haut-parleur électrodynamique.

Exactement centrée, et maintenue dans cette position par une rondelle souple (*spider*), dans l'entrefer circulaire d'un aimant permanent en acier, une bobine de quelques spires, appelée bobine mobile, peut s'y mouvoir longitudinalement.

Parcourue par un courant continu, la bobine mobile va, suivant la polarité, ou bien être attirée dans l'entrefer, ou bien en être repoussée. Sous l'action d'un courant alternatif, elle oscille d'avant en arrière, entraînant la membrane. Au repos, aucune force n'influe plus sur sa position.

Ce système de haut-parleur suit donc fidèlement les deux demi-périodes du courant alternatif, et reproduit correctement parole et musique.

Bien établi, sa reproduction s'étend sur une large bande de fréquences avec une

puissance sonore approximativement égale. Mais on peut aussi favoriser les fréquences basses en utilisant un haut-parleur à grande membrane et suspension très souple, ou les fréquences élevées avec un petit haut-parleur dynamique à équipement mobile très léger.

4-6. — Haut-parleur électrostatique.

Le haut-parleur électrostatique (en abrégé statique) est généralement employé en complément pour la diffusion des fréquences élevées. Il est fabriqué avec des pièces estampées, peu nombreuses, et... peu coûteuses.

En augmentant ses dimensions et la valeur de la tension d'excitation continue, on peut lui faire reproduire tout le spectre B. F.

Un haut-parleur statique est, en principe, un condensateur (fig. 4-6 a) dont une des armatures est constituée par la membrane, qui est une mince feuille de métal fixée fermement sur son pourtour.

Sous l'influence d'une tension continue stable U , cette membrane se ploie vers l'autre armature dans une proportion fonction de la valeur de U (fig. 4-6 a). Si une tension B. F. est alors superposée, elle vibre à la fréquence de cette tension, et le son correspondant devient audible.

Pour éviter tout court-circuit et garder efficace la surface entière de la membrane, celle-ci est isolée, par une mince feuille de matière plastique, de l'armature rigide (fig. 4-6 b), constituée par une sorte de grille ou tamis. La superficie de la membrane se compose alors d'une multitude de petits condensateurs séparés, chacun d'eux suivant les oscillations B. F.

L'armature fixe est légèrement concave, afin que la membrane lui demeure parallèle et que la répartition des sons reste uniforme.

Dans le haut-parleur statique de grandes dimensions de la figure 4-6 c, la membrane est tendue entre deux électrodes également en forme de grille. Elle vibre symétriquement, et la reproduction obtenue présente un taux de distorsion très bas.

4-7. — Haut-parleur piézoélectrique (ou à cristal).

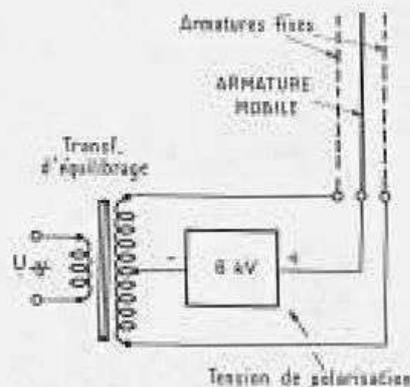
L'élément de cristal d'un haut-parleur piézoélectrique, de forme rectangulaire



Fig. 4-6 a. — Principe du haut-parleur électrostatique.



b. — Simplicité de fabrication.



c. — Raccordement d'un haut-parleur géant.

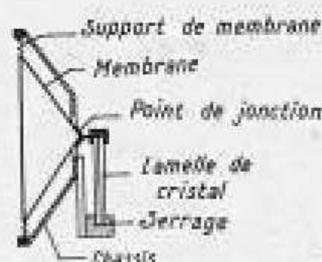


Fig. 4-7. — Vue en coupe d'un haut-parleur à cristal simple.

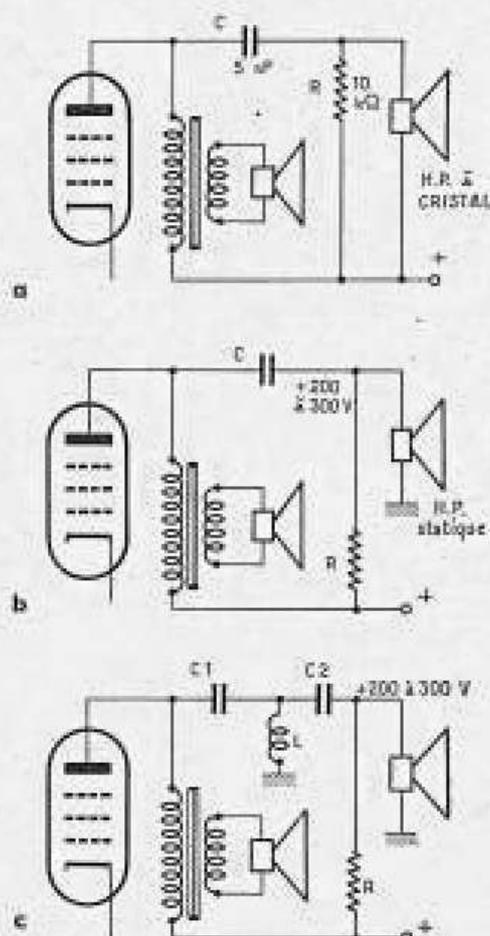


Fig. 4-8. — Raccordement d'un haut-parleur pour « aiguës ».
a) Haut-parleur à cristal.
b) Haut-parleur statique avec tension de polarisation.
c) Haut-parleur statique avec filtre C₁L à 9 kHz.

allongée, est bloqué à l'une de ses extrémités, tandis que l'autre est rendue solidaire du centre d'une membrane conique.

Lorsqu'on applique une tension B. F. à ses deux électrodes métalliques, l'extrémité libre vibre au rythme de cette tension, entraînant la membrane.

Cet élément ne doit pas être soumis à des efforts exagérés, sinon l'on voit vite apparaître des distorsions, en même temps qu'augmentent les risques de détérioration. C'est pourquoi le haut-parleur à cristal est surtout employé en complément pour les fréquences élevées.

On l'utilise aussi, dans les cliniques ou hôpitaux, comme *haut-parleur d'oreiller*.

4-8. — Le branchement des haut-parleurs d'aiguës ou « tweeters ».

Un filtre passe-haut doit nécessairement relier les *tweeters* au circuit de sortie des amplificateurs, afin d'éviter à ces petits haut-parleurs, qui sont très sensibles, les fortes amplitudes des fréquences basses.

Pour les *tweeters* à cristal, on emploie un filtre RC (fig. 4-8 a), dont la fréquence limite inférieure est d'environ 5 kHz.

Dans le *tweeter* statique, la tension B. F. doit être plus faible que la tension continue de polarisation, qui est de 200 à 300 V, afin que les variations de capacité puissent en suivre la courbe. En effet, lors de grandes variations de tension, la membrane peut, à la première demi-période, n'être pas attirée suffisamment près de l'armature fixe, et, à la seconde, au contraire, n'en être pas assez éloignée.

La tension continue employée est celle des anodes des tubes du récepteur (fig. 4-8 b). La résistance R est en même temps composante du filtre passe-haut et résistance de protection du haut-parleur.

On utilise parfois un filtre LC supplémentaire (fig. 4-8 c). C₁ et L sont alors accordés sur 9 kHz et forment un circuit absorbeur, amortissant, en P. O., les sifflements d'interférences.

Le schéma de montage d'un *tweeter* dynamique, avec filtre LC, est représenté dans la figure 3-40.

4-9. — Rayonnement acoustique des haut-parleurs.

La *courbe de réponse* d'un haut-parleur (fig. 4-9 a) montre les variations de la

puissance sonore en fonction de la fréquence. Elle est relevée à l'aide d'un microphone, placé à une distance déterminée, tandis que le haut-parleur est alimenté par un courant stabilisé. Un haut-parleur à large bande doit reproduire, avec une puissance à peu près égale, tout le spectre B. F., soit d'environ 40 Hz à 20 kHz. Les tweeters favorisent les fréquences comprises entre 800 Hz et 20 kHz.

La forme conique de la membrane favorise un resserrement du rayonnement des sons correspondant aux fréquences élevées dans l'axe du haut-parleur, comme le ferait un projecteur.

Pour relever l'étendue de ce rayonnement, le microphone de mesure est promené tout autour du haut-parleur, les puissances sonores sous différents angles sont notées, puis elles sont traduites en un *diagramme de directivité* (fig. 4-9 b). On y remarque aussitôt que, si les fréquences basses sont à peu près égales dans toutes les directions, il n'en est pas de même pour les fréquences élevées (au-dessus de 8000 Hz), qui prédominent nettement dans l'axe du haut-parleur. Ce fait est facile à vérifier : dans une pièce où fonctionne un récepteur, il existe certains endroits d'où les fréquences élevées sont mieux perçues (il suffit quelquefois d'une inclinaison de tête) et d'où on sent que les sons proviennent directement du haut-parleur.

Cette impression disparaît lorsqu'on emploie plusieurs haut-parleurs diversement orientés. Le son paraît alors provenir de toutes les directions à la fois, comme lorsqu'il provient d'un instrument de musique, violon ou flûte par exemple. Il suffit évidemment de donner aux tweeters des directions différentes.

Les irrégularités des courbes des figures 4-9 a et b ne peuvent être évitées. Elles sont différentes pour chaque son, de sorte que, dans la musique d'orchestre, elles passent inaperçues.

4-10. — Les « baffles » pour haut-parleur.

Une membrane de haut-parleur travaillant à l'air libre donne un son grêle, car les fréquences basses ne sont pas suffisamment reproduites. Le motif de ce défaut est le suivant : lorsque, pendant une demi-période, la membrane se déplace vers

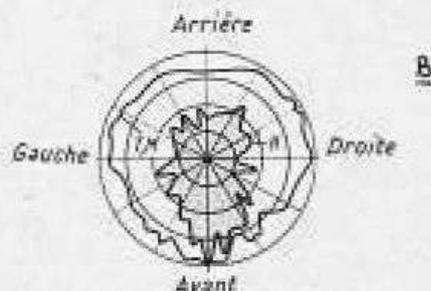
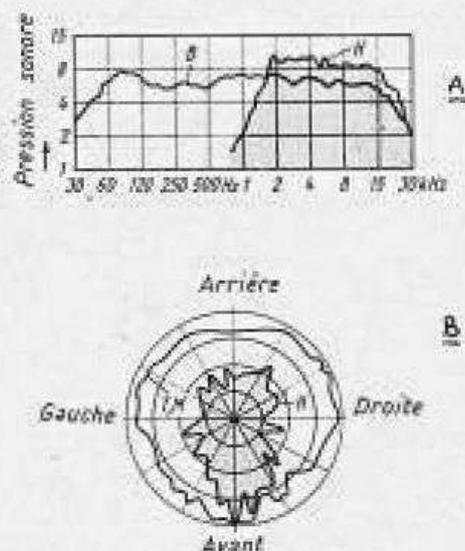


Fig. 4-9 a. — Courbe de réponse d'un haut-parleur à large bande (B), et d'un haut-parleur pour fréquences « aigus » (H).
b. — Diagramme polaire pour la transmission des fréquences basses T et moyennes M, ainsi que pour fréquences élevées H.

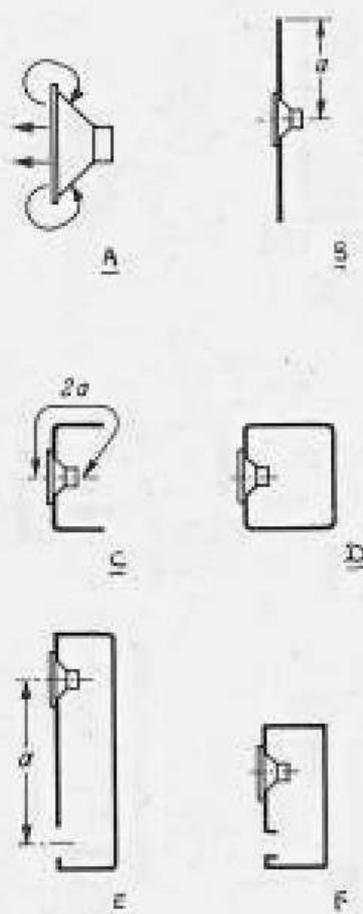


Fig. 4-10. — Diverses dispositions d'un haut-parleur.
 a) Principe du court-circuit acoustique.
 b) Baffle plan.
 c) Meuble ouvert à l'arrière.
 d) Meuble complètement fermé.
 e) Haut-parleur d'angle.
 f) Bass-reflex.

l'avant, elle exerce une pression sur l'air ambiant ; or, une partie de cette pression est reportée sur la face arrière de la membrane, s'opposant ainsi au déplacement ; les deux pressions en opposition de phase tendant à s'annuler ; le son produit est faible : il y a « court-circuit acoustique » (fig. 4-10 a).

Cette action n'a pas lieu aux fréquences élevées, pour lesquelles la distance entre l'avant et l'arrière de la membrane représente un obstacle plus fort que pour les fréquences basses.

Plusieurs solutions permettent d'éviter cet inconvénient :

- Le *baffle* (ou écran acoustique) *plan* (fig. 4-10 b) allonge le chemin du retour vers l'arrière de la pression de l'air correspondant aux fréquences basses. La distance a donne la mesure de la fréquence-limite jusqu'à laquelle sera évité le court-circuit. Pour $a = 1$ m, elle est d'environ 80 Hz, les fréquences inférieures étant désavantagées. De grandes dimensions sont donc nécessaires pour ce baffle.

- Le *coffret à dos ouvert* (fig. 4-10 c) correspond à l'ébénisterie usuelle des récepteurs et figure un baffle replié vers l'arrière. La distance $2a$, ou le volume du coffret, détermine la fréquence limite. Les ébénisteries étant, en général, trop petites pour remplir les conditions requises, on amplifie davantage les fréquences basses pour compenser les pertes.

- L'*enceinte entièrement close* (fig. 4-10 d) supprime totalement le court-circuit acoustique, mais ses dimensions doivent être considérables, afin que l'élasticité de l'air intérieur ne freine pas les mouvements de la membrane. Etant donné son encombrement, cette enceinte est peu employée.

- La *colonne résonnante* ou *labyrinthe ouvert* (fig. 4-10 e) exploite l'effet de résonance des tuyaux d'orgue pour reproduire les fréquences basses. Encore une fois, la fréquence limite inférieure est donnée par a . Par exemple, $a = 1,5$ m, donne une fréquence de 60 Hz. Le « tuyau » est souvent replié sur lui-même (labyrinthe). Cette disposition est connue également sous le nom de *baffle d'angle*.

- Le « *bass-reflex* » (fig. 4-10 f) s'apparente quelque peu au précédent, l'intérieur de l'enceinte possédant une résonance acoustique de fréquence basse. Ce phénomène apparaît, par exemple, dans une

pièce de dimensions réduites, qui, pour une fréquence déterminée, semble résonner toute entière. De volume suffisant, et sa résonance propre étant accordée à celle du haut-parleur, le bass-reflex permet une reproduction correcte des basses fréquences.

La surface de l'ouverture inférieure permet le réglage « fin » de la fréquence de résonance.

4-11. — Ecouteurs magnétiques.

L'écouteur de téléphone actuel est le plus ancien reproducteur acoustique connu.

Il est constitué par un boîtier de protection circulaire, renfermant un petit aimant d'acier, sur les pôles duquel sont placées deux pièces de fer doux servant chacune de noyau à un enroulement. A une très faible distance au-dessus, se trouve une fine membrane de fer qui, attirée par l'aimant, tend à s'incurver vers lui. Lorsque les enroulements sont parcourus par un courant B. F., le magnétisme des noyaux est, suivant la polarité, renforcé ou affaibli, attirant ou repoussant la membrane qui transmet ses vibrations à l'air ambiant, rendant audible le son correspondant. Pour la commodité de l'écoute, les écouteurs sont assemblés par deux sous forme de casque.

Ce sont des appareils de grande sensibilité, permettant l'écoute avec des récepteurs simples, sans amplification, des émetteurs situés à proximité, uniquement à l'aide du signal capté par l'antenne. Pour des auditions de qualité, ou pour des appareils d'aide aux sourds, certains écouteurs sont construits suivant le principe électrodynamique.

4-12. — Microphone dynamique.

Le microphone dynamique est l'inverse du haut-parleur du même nom. Il est constitué par une petite membrane rigide, dont la périphérie assure le centrage de la bobine mobile, qui lui est solidaire, dans l'entrefer d'un puissant aimant cylindrique.

Les ondes sonores impriment à la membrane des mouvements qui, se produisant dans un champ magnétique, engendrent une tension alternative correspondante dans la bobine mobile.

Cette tension, reflet des ondes sonores, est transmise à un amplificateur qui l'élève à la puissance désirée.

Une construction soignée permet de

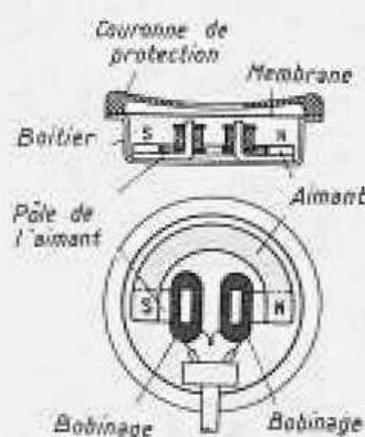


Fig. 4-11. — Ecouteur magnétique.

LES MICROPHONES

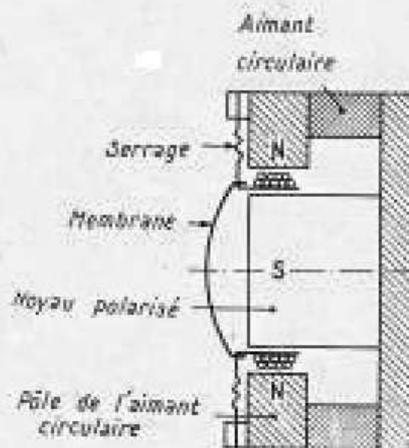


Fig. 4-12. — Microphone dynamique.

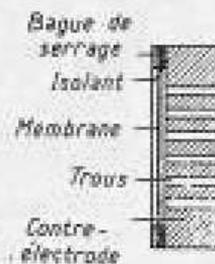
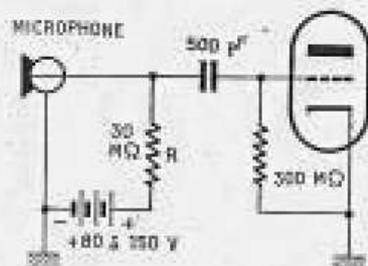


Fig. 4-13 a. — Microphone statique vu en coupe.



b) — Circuit d'entrée.

conférer aux microphones dynamiques une courbe de réponse uniforme sur toute la plage B. F. Ils peuvent donc être employés pour la prise de son de haute fidélité de concerts instrumentaux.

Ce sont des réalisations plus simples qui équipent les magnétophones d'amateurs et les machines à dicter.

Les microphones dynamiques sont, mécaniquement, très solides. La bobine ayant une impédance très faible, leur ligne de liaison est peu sensible aux influences extérieures, et peut comporter une grande longueur de câble.

4-13. — Microphone statique ou à condensateur.

Ce microphone, représenté par la figure 4-13 a, se compose, en principe, d'une membrane conductrice fortement tendue au moyen d'une bague et d'une armature bien isolée, très rigide.

Lorsque les ondes sonores viennent frapper la membrane, celle-ci vibre à leur fréquence, tandis que la distance entre les armatures du condensateur, et sa capacité, varient au même rythme. L'armature fixe est percée de trous afin de permettre à l'air de circuler plus librement entre les armatures. Par une disposition particulièrement étudiée de ces trous, on arrive à améliorer la courbe de réponse.

L'utilisation d'un microphone à condensateur nécessite l'emploi d'une tension continue U et d'une résistance R dont la valeur se situe entre 30 et 100 M Ω (fig. 4-13 b).

Les variations de capacité résultant de la vibration de la membrane engendrent des variations correspondantes du courant de charge. Les chutes de tension aux bornes de la résistance R sont transmises au tube préamplificateur par un condensateur de couplage.

On construit des microphones de ce modèle dont la sensibilité est égale sur toute la gamme B. F., avec une distorsion très faible. Ils sont employés pour les enregistrements à haute fidélité réalisés en studio. Leur manipulation exige beaucoup de soins, et le tube pré-amplificateur, étant donné la haute valeur ohmique de la résistance d'entrée, doit être monté à proximité immédiate du boîtier. La haute précision exigée par leur fabrication explique leurs prix relativement élevés.

4-14. — Microphone à cristal.

Dans ces microphones, l'élément de cristal est constitué par deux plaquettes carrées, collées l'une sur l'autre. La tension maximale est obtenue en courbant légèrement, en diagonale et en sens contraire, chacune des faces de l'ensemble. Pour obtenir ce résultat, un étrier est posé en diagonale de chaque côté du cristal (fig. 4-14 a), chacun d'eux, exerçant sur lui une pression opposée, est relié à une membrane (fig. 4-14 b).

On obtient de cette façon, un microphone possédant une grande sensibilité dans deux directions, donnant le diagramme en 8 de la figure 4-16 c.

D'un montage aisé, le microphone à cristal délivre une tension élevée. Pour un prix modéré, on fabrique des modèles convenant pour l'annonce publicitaire ou pour des prises de son en plein air.

Des réalisations de meilleure qualité présentent d'excellentes caractéristiques sur une large bande de fréquences et peuvent servir pour le travail en studio.

Le microphone à cristal possède une capacité propre de quelques centaines de picofarads. Le câble de liaison doit donc être blindé et de longueur modérée. La résistance d'entrée R_e de l'amplificateur ne doit pas être inférieure à $1\text{ M}\Omega$, afin de ne pas former, associée à la capacité du microphone, un filtre passe-haut (fig. 4-14 c), au grand détriment des fréquences basses.

4-15. — Microphone pour guitare.

Dans un orchestre de danse ou de variétés, le timbre de certains instruments, trop doux, n'est guère perceptible. C'est particulièrement le cas de la guitare.

C'est pourquoi, couramment, le son de celle-ci, pris par un microphone fixé sur l'instrument lui-même, est amplifié et reproduit par haut-parleur. Tous les systèmes, en principe, conviennent à ce microphone. Pratiquement on utilise deux dispositions :

1. Microphone à cristal.

Fixé directement sur la table supérieure de résonance de l'instrument, le microphone prend le son émanant de la table elle-même, son qui est ensuite amplifié.

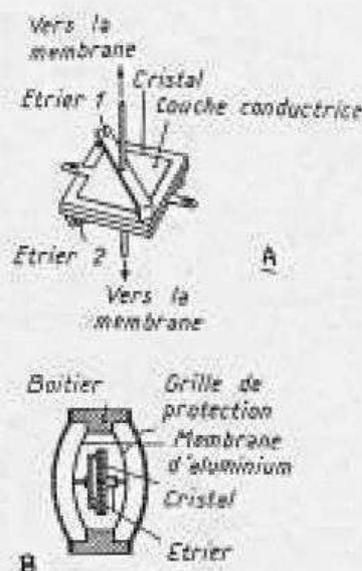
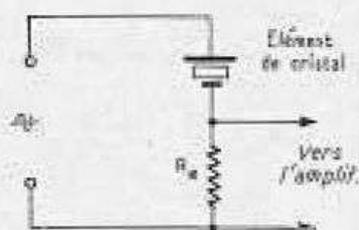


Fig. 4-14. — Microphone à cristal.
a) Élément de cristal avec étriers.
b) Vue en coupe.



c) Branchement d'un microphone à cristal.



Fig. 4-15. — Microphones pour guitare.

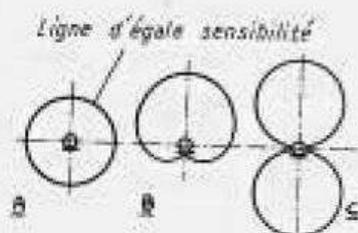


Fig. 4-16. — Caractéristiques de microphones.

- a) Omnidirectionnel.
- b) Cardioïde.
- c) Bidirectionnel.

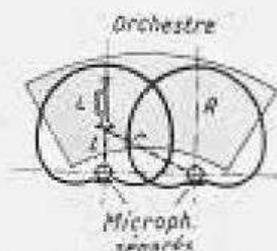


Fig. 4-17 a. — Disposition des microphones pour le procédé gauche-droite.

2. Microphone magnétique.

Ici, le microphone est placé sous les cordes qui agissent elles-mêmes comme membrane oscillante dans le champ magnétique de l'enroulement des électro-aimants. Les courants B. F. engendrés sont également transmis à un amplificateur.

4-16. — Diagrammes polaires directionnels.

Par une structure mécanique déterminée, on peut conférer aux microphones, soit une sensibilité égale aux sons provenant de tous côtés, soit une sensibilité poussée aux sons émanant d'une seule direction. On distingue ainsi principalement :

1. Le microphone *omnidirectionnel* vertical (fig. 4-16 a). Diagramme convenant aux grands ensembles ou à une conversation autour d'une table ronde.

2. Le *cardioïde unidirectionnel* (fig. 4-16 b), dont la sensibilité est maximale dans une seule direction. Ce microphone est préféré pour la prise de son de conférences, de scènes de théâtre, pour les enregistreurs de bureau, partout enfin où des bruits venant de l'arrière sont indésirables.

3. Le microphone *bidirectionnel*, qui présente le diagramme en forme de 8 de la figure 4-16 c, et qui convient, par exemple, à une conversation entre deux interlocuteurs placés face à face, les bruits latéraux étant atténués. Ce dernier modèle joue un rôle important dans la stéréophonie (paragraphe suivant).

4-17. — Microphones pour stéréophonie.

La reproduction d'un enregistrement stéréophonique doit permettre de localiser les différentes sources sonores.

Pour cela, la prise de son est effectuée par deux microphones, dont les tensions sont transmises séparément à deux amplificateurs et reproduites par deux haut-parleurs disposés à une distance déterminée l'un de l'autre. Mais ces réalisations devant pouvoir également être reproduites à l'aide d'un seul canal, doivent en même temps être *compatibles*.

La figure 4-17 a montre la disposition la plus rationnelle de prise de son stéréophonique à l'aide de deux microphones séparés, placés à droite et à gauche. Elle est cependant incompatible avec la reproduction par un seul canal (ou *monaurale*),

par exemple, un instrument prédominant de l'orchestre se trouve près du microphone de gauche, le son correspondant, pris par ce dernier à un instant donné, parviendra au microphone de droite avec quelque retard.

On adopte donc la disposition représentée par la figure 4-17 b, dans laquelle deux microphones bidirectionnels sont placés directement l'un au-dessus de l'autre, leurs axes étant décalés de 90° . Les temps de parcours des sons des différentes sources aux microphones sont ainsi égaux.

On additionne ensuite électriquement les tensions de chacun des deux axes $\pm X$ et $\pm Y$, et l'on obtient dans les deux canaux amplificateurs les valeurs de tensions correspondant aux pressions sonores $X + Y$ et $X - Y$.

Le signal $X + Y$ englobe l'ensemble de l'orchestre, il est donc compatible avec la reproduction monaurale.

Une autre disposition souvent utilisée est représentée figure 4-17 c. Elle comporte également deux microphones, l'un, cardioïde, prend symétriquement les sons émanant de la partie centrale, l'autre, bidirectionnel, les sons des côtés gauche et droit $-S$ et $+S$. A la reproduction *stéréo*, on forme électriquement la somme et la différence des tensions $M + S$ et $M - S$. La mise en parallèle de ces tensions, dans la reproduction monaurale, amène l'annulation de $+S$ et $-S$, et l'on obtient la tension $2M$, qui correspond à l'ensemble de la source sonore. Cette disposition, appelée enregistrement central et latéral ou M. S., est donc parfaitement compatible et est employée pour l'enregistrement des disques.

Parallèlement à la transmission directe : microphone-émetteur-récepteur-haut-parleur, deux moyens de reproduction différés contribuent à la constitution de la « sonothèque » d'aujourd'hui, obtenus, l'un, par enregistrement mécanique, l'autre, par un procédé électromagnétique, et qui tous deux appartiennent à la technique électroacoustique : le disque et la bande magnétique.

4-18. — Le disque monophonique.

Dans le procédé mécanique, un sillon est gravé ou pressé dans le matériau

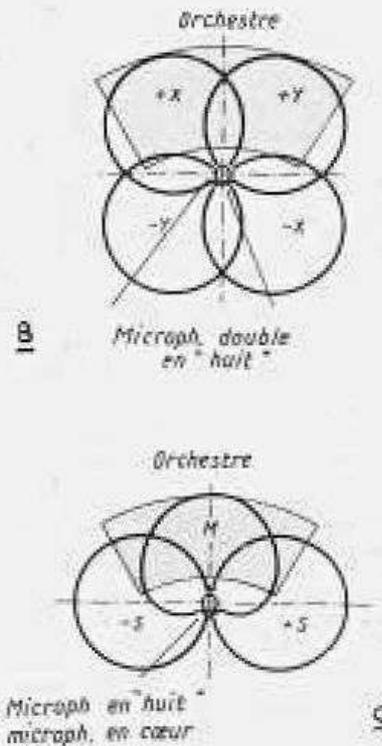


Fig. 4-17 b et c. — Le procédé XY, et le procédé MS.

LES ENREGISTREMENTS

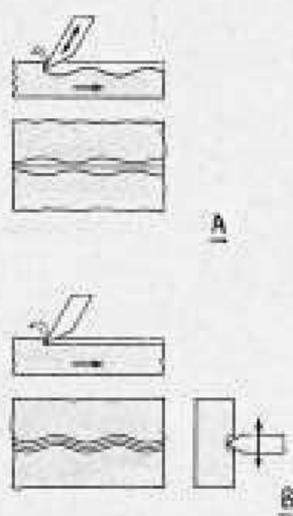


Fig. 4-18. — Modes de gravure des disques.
a) Gravure en profondeur.
b) Gravure latérale.

support. Les sinuosités correspondent aux oscillations de la tension B. F. enregistrée. Des sillons étroits représentent des fréquences élevées ; larges et profonds, ils dénotent une grande amplitude, donc une forte puissance sonore.

A l'origine, on employait la *gravure verticale*, le burin graveur, s'enfonçant plus ou moins profondément dans le disque (fig. 4-18 a), creusait un sillon aux flancs et au fond ondulés « semblable à une vallée de montagne ».

Plus tard, mais seulement pour les disques monophoniques, fut employée la *gravure transversale* (fig. 4-18 b), dans laquelle le courant B. F. imprime au burin un mouvement de va-et-vient latéral. Le sillon, dont la profondeur est alors invariable, s'inscrit en spirales sur un disque de matière plastique. Pour permettre la reproduction d'œuvres importantes, on a, dans les disques microsillons « longue durée », resserré les spires du sillon et diminué l'amplitude des oscillations latérales.

Les disques actuels, en matière thermoplastique, sont fabriqués par pressage sur une matrice d'acier, ou par injection dans un moule.

L'original, ou *père*, servant de modèle pour l'établissement de la matrice, est obtenu par galvanoplastie sur le disque initialement enregistré au burin graveur sur un support bien plan, autrefois en cire, aujourd'hui constitué par un « flan » métallique (aluminium) recouvert d'une couche de laque.

Deux vitesses de rotation sont principalement employées actuellement : 45 tours/minute pour les disques de 17 cm de diamètre contenant une ou deux petites œuvres sur chaque face, et 33 1/3 tours/minute pour les disques de 25 et 30 cm, qui, eux, peuvent contenir une œuvre complète assez importante. Il existe également des disques dont la vitesse est de 16 tours/minute.

4-19. — Disques stéréophoniques.

Dans les disques stéréophoniques, pour obtenir deux informations distinctes dans le même sillon, on a combiné la *gravure verticale* et la *gravure transversale*, mais les deux mouvements du burin graveur

sont accomplis avec une inclinaison de 45° par rapport à la surface du disque (fig. 4-19 a).

L'unique burin employé taille plus ou moins largement tantôt le flanc droit, tantôt le flanc gauche, accomplissant en même temps deux mouvements de translation sous un angle de 90° . Ainsi, chacune des deux directions fait un angle de 45° avec le disque. Le flanc gauche contient l'information destinée au *canal gauche* ; le flanc droit, celle du *canal droit* (fig. 4-19 b).

D'après le théorème du parallélogramme des forces, les deux mouvements, le latéral L — L et le vertical V — V, s'assemblent en un seul. Dans la figure 4-19 c, nous avons tenté de représenter plastiquement cette combinaison.

Le *lecteur*, ou *pick-up*, stéréo doit, en parcourant ce sillon complexe, en extraire les deux signaux se croisant à 90° , et en restituer les sons correspondants (consulter la figure 4-17 c).

Si l'on veut employer une installation monophonique pour lire un disque stéréo, le *pick-up* ne répondra qu'aux sinuosités latérales. Or, il est facile de constater, dans la figure 4-17 b, que dans la disposition de prise de son X Y, les informations parvenant des deux directions sont admises par les deux microphones à 45° de la ligne médiane.

4-20. — La bande magnétique.

La bande magnétique est un film de matière plastique servant de support à une couche de poudre d'oxyde de fer magnétique, dont chacun des grains, très fins, est un petit aimant.

Cette bande défile, à une vitesse rigoureusement constante, devant la *tête d'enregistrement*, tête constituée par un noyau de fer en forme d'anneau, coupé par un entrefer très fin, garni d'un matériau non magnétique. L'enroulement bobiné sur ce noyau est parcouru par le courant B. F. qui engendre dans l'entrefer un champ magnétique alternatif imprimant à la bande défilant devant lui une série de marques magnétiques correspondant aux oscillations B. F.

À la reproduction, la bande défile devant une seconde tête, appelée *tête de lecture*, de construction analogue à la

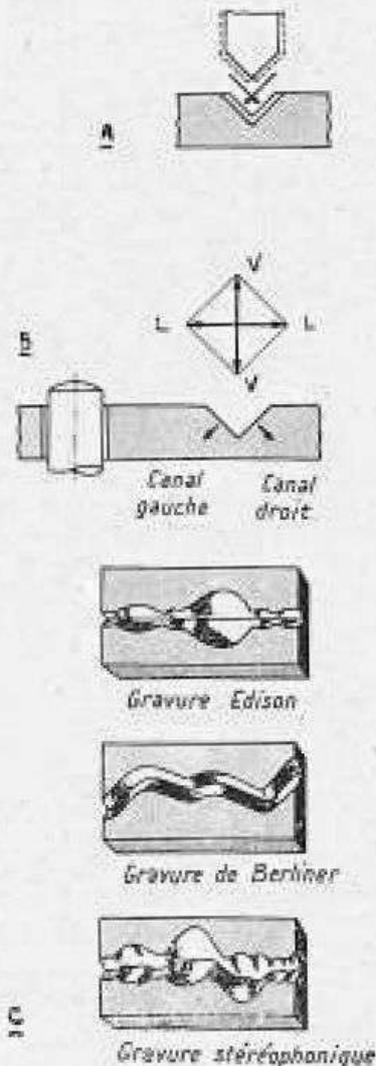


Fig. 4-19. — Gravure stéréophonique.

a) Mouvement du stylet.
b) Disposition des gravures.
c) Combinaison des gravures en profondeur (Edison) et latérale (Berliner) dans la gravure stéréophonique.

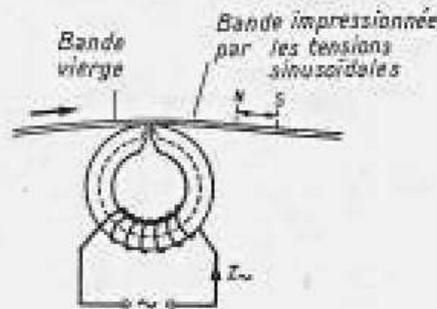


Fig. 4-20. — Principe de l'enregistrement de la bande magnétique.

première, qui peut même être combinée avec celle-ci. D'après le principe électrodynamique, un champ magnétique (la bande) qui se meut dans le champ d'un bobinage (l'entrefer du noyau de la tête) engendre un courant alternatif dans le bobinage, reproduisant les variations magnétiques inscrites sur la bande.

Avant un nouvel enregistrement sur une même bande, celle-ci doit être débarrassée des marques du précédent. Pour cela, dans les appareils simples, on fait agir sur elle un puissant aimant permanent placé à demeure devant la tête d'enregistrement. Mais la plupart des magnétophones possède une tête d'effacement, construite de même manière que celles d'enregistrement et de lecture, mais à entrefer plus large, et dont l'enroulement est parcouru par un courant H. F. de 30 à 60 kHz, qui *démagnétise* la bande à son passage devant l'entrefer. A mesure qu'augmente la distance de ce dernier, l'amplitude H. F. s'affaiblit, et la bande parvient à la tête d'enregistrement prête pour un nouvel emploi.

Il nous reste à voir maintenant un procédé destiné à améliorer la qualité de l'enregistrement : le bobinage de la tête d'enregistrement reçoit également de l'oscillateur alimentant la tête d'effacement une partie de la tension H. F., ou tension de *prémagnétisation*, qui, en quelque sorte, « secoue » les particules magnétiques de la bande, et la place dans les meilleures conditions de travail atténuant la distorsion et les bruits parasites.

Au moment de la reproduction, effacement et prémagnétisation sont mis hors circuit. Seule, la tête de lecture, simple ou combinée, est en service.

4-21. — Pick-up dynamique.

Dans le principe électrodynamique (déplacement d'un bobinage dans le champ magnétique d'un aimant), l'intensité du courant est fonction de la vitesse du mouvement, et augmente avec celle-ci.

Ce fait est mis en évidence par la dynamo fournissant l'éclairage d'une bicyclette : à vitesse réduite, l'ampoule ne donne qu'une faible lueur rougeâtre, qui s'éclaircit, puis devient de plus en plus blanche et brillante au fur et à mesure qu'augmente la vitesse.

Dans la cellule de pick-up dynamique, pour disque monaural, représentée par la

PICK-UP
ET TETES

figure 4-21, un noyau de fer doux est fixé dans le prolongement du support du style. Ce noyau se déplace entre les pôles de l'aimant permanent, occasionnant des variations du flux magnétique, qui créent un courant dans les bobinages, car tout se passe de la même façon que lorsqu'un enroulement se déplace dans le champ d'un aimant, ou lorsqu'un champ magnétique s'accroît dans le cas d'un enroulement fixe.

Comme dans la dynamo de bicyclette, le courant est d'autant plus élevé que le mouvement est plus rapide, c'est-à-dire, ici, que les variations du champ sont plus rapides.

Le rendement d'un pick-up dynamique est donc proportionnel à la vitesse des mouvements du style. Les fréquences élevées donnent, pour une même amplitude du sillon, une tension plus grande.

4-22. — Pick-up stéréophonique dynamique.

Dans la cellule stéréo dynamique, les deux systèmes sont disposés sous un angle de 90° , l'un par rapport à l'autre, et de 45° par rapport à la surface du disque. La figure 4-22 a en montre le principe. Le noyau mobile A est le pôle Nord, tandis que, lui faisant face de quatre côtés, les pôles servant de noyaux aux bobinages, représentent le pôle Sud du système magnétique qui se ferme derrière le plan du dessin, et qui comporte deux bobinages séparés, correspondant, l'un au canal gauche, l'autre, au canal droit.

Le style est lié par son support au noyau A. Si le disque présente une variation correspondant au canal gauche seul, le noyau oscille dans les directions G — G et engendre dans les bobinages correspondants une tension équivalente.

Ces mouvements n'ayant aucune action sur la direction perpendiculaire, aucune tension n'a pris naissance dans l'autre bobinage.

Le résultat est naturellement inverse lorsque les variations de l'enregistrement correspondent au canal droit. Par conséquent, dans le sillon du disque stéréo, c'est de la combinaison des deux mouvements que résulte chacune des deux informations.

La figure 4-22 b montre, schématiquement, la disposition mécanique des organes.

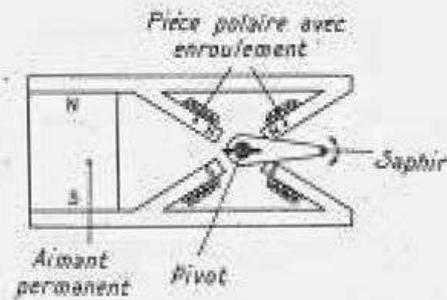


Fig. 4-21. — Système de lecture dynamique à quatre pôles.

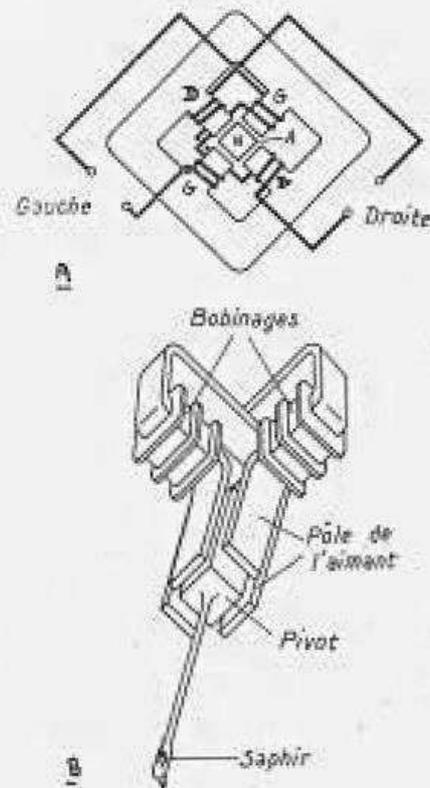


Fig. 4-22. — Tête de lecture stéréophonique dynamique.
a) Principe.
b) Montage.

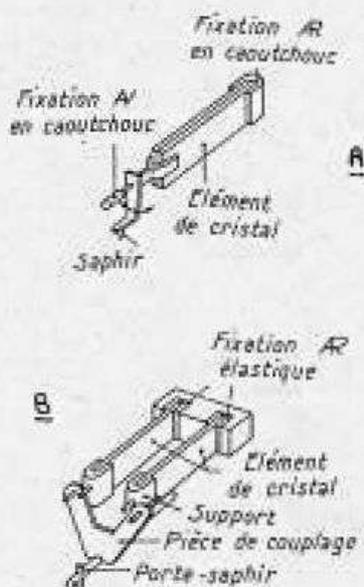


Fig. 4-23. — Tête de lecture à cristal.

- a) Pour monophonie.
b) Pour stéréophonie.

4-23. — Pick-up à cristal.

Le principe de la cellule monaurale à cristal, ou piézoélectrique, est représenté par la figure 4-23 a. L'élément de cristal, de forme allongée, est maintenu à l'arrière par fixation dans un bloc de caoutchouc. Fixé à l'avant, le support du style est disposé de manière à transformer en torsions de l'axe longitudinal du cristal, les mouvements latéraux imprimés au style par le sillon du disque. Nous savons déjà (paragraphe 4-4) que ces torsions engendrent des tensions sur les électrodes.

Les pick-up de ce genre ne sont plus guère employés que dans les tourne-disques ou électrophones simples et légers ou portatifs. Les appareils d'appartement travaillent aujourd'hui généralement avec un pick-up stéréo, dont la figure 4-23 b montre la structure.

Deux éléments de cristal, fixés à l'arrière comme le précédent, sont couplés à l'avant par un chevalet dont les deux bras attaquent l'endroit où, dans la figure 4-23 a, est fixé le support du style. Ce chevalet est disposé de telle manière que, lors d'un mouvement imprimé au style par le flanc droit ou le flanc gauche du sillon, seul le cristal correspondant est sollicité.

Ces pick-up stéréo peuvent, sans commutation ni changement, reproduire les disques monophoniques qui ont reçu une gravure latérale. Chaque système séparé extrayant une des deux composantes, leur mise en parallèle permet d'obtenir les informations $X + Y$ (fig. 4-17 b) ou $2M$ (fig. 4-17 c).

4-24. — Les têtes magnétiques et leur circuit d'utilisation.

On parle toujours de tête annulaire, et cependant le noyau des têtes magnétiques est généralement de forme approximativement rectangulaire (fig. 4-24 a). Ce noyau est obligatoirement constitué par des tôles de haute qualité ou du ferrite. Il doit être très résistant à l'usure, pour ne pas être attaqué par la bande défilant contre lui. La garniture de l'entrefer est une mince feuille très dure de cuivre au beryllium ou de mica.

Pour obtenir l'inscription correcte des fréquences élevées, avec une vitesse de défilement lente, l'entrefer doit être plus

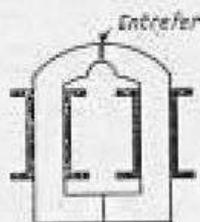


Fig. 4-24 a). — Tête de lecture. Noyau de fer, avec entrefer, et carcasses supports d'enroulements.

étroit que la « longueur d'onde » de la fréquence la plus élevée. La formule donnée au paragraphe 1-18 est donc valable, la vitesse étant ici celle de défilement de la bande :

$$\text{Longueur d'onde} = \frac{\text{Vitesse}}{\text{Fréquence}}$$

$$\text{ou } \lambda = \frac{v}{f}$$

Pour une vitesse de défilement de la bande magnétique de 9,5 cm/s, et pour une limite supérieure de fréquence de $f = 16\,000$ Hz on trouve :

$$\frac{9,5}{16\,000} = 6/1000 \text{ mm} = 6 \mu\text{m}.$$

Cela donne une largeur d'entrefer de 3 μm , ou même moins, pour obtenir l'enregistrement correct des deux demi-périodes de la tension. Un entrefer aussi fin n'est pas visible à l'œil nu, et sa réalisation exige des moyens mécaniques de très haute précision. Aucune inclinaison de l'entrefer n'est tolérable aux fréquences élevées, car on court aussitôt le risque de « raboter » une demi-période des tensions correspondantes.

Le champ magnétique de la bande étant extrêmement faible, toute influence étrangère doit être soigneusement évitée. Celle de la tension d'alimentation à 50 Hz, par exemple, peut avoir des conséquences très ennuyeuses. Un blindage soigné est donc absolument nécessaire.

D'autre part, le bobinage d'une tête magnétique se comportant comme une impédance, si celle-ci est connectée directement aux bornes de sortie d'un amplificateur, elle présente, aux fréquences élevées, une forte réactance qui est une cause d'amenuisement du flux magnétique : la bande ne sera que peu aimantée. Or, c'est justement à ces fréquences qu'une forte magnétisation est le plus nécessaire, car la largeur de l'entrefer tend déjà à affaiblir leur inscription.

Pour compenser ces pertes, on connecte en série avec le bobinage une résistance R de 30 k Ω à 200 k Ω (fig. 4-24 b). A partir d'une certaine valeur ohmique de R , le courant circulant dans le circuit devient constant pour une large bande de fréquences. Aux fréquences très élevées, on peut même l'accroître à l'aide de circuits spéciaux supplémentaires.

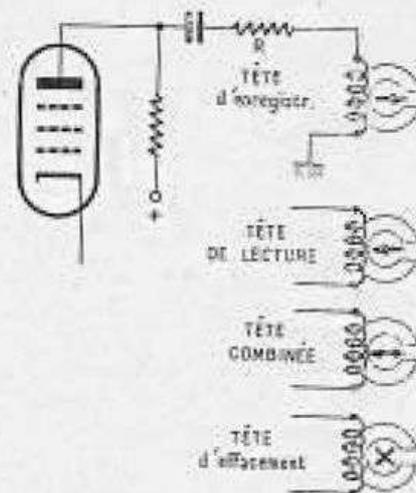


Fig. 4-24 b — Représentation symbolique.

A la reproduction, on utilise l'effet inverse, c'est à nouveau le principe électrodynamique qui est appliqué : « champ magnétique et mouvement — tension dans un bobinage ».

Nous savons que des variations lentes du champ magnétique engendrent des tensions faibles ; aux fréquences basses, ce fait est d'une grande importance. En effet, lorsque la bande défile, le nombre de variations de son champ magnétique peut être de l'ordre de 80 par seconde aux fréquences basses, pour passer à 800 et à 8000 aux fréquences moyennes et hautes. Les variations lentes correspondant aux fréquences basses donnant des tensions plus faibles, celles-ci doivent donc également être compensées dans les amplificateurs. C'est pourquoi ceux-ci doivent comporter des circuits relevant les hautes et les basses fréquences.

4-25. — Bandes magnétiques multipistes.

Le prix élevé des bandes magnétiques a conduit à rechercher l'utilisation de toute leur largeur, et c'est ainsi que furent créées les bandes *multipistes*. Dans une première phase, on s'est orienté vers la méthode des deux pistes.

Une première inscription occupe tout d'abord une demi-bande, largeur et emplacement pour lesquels on construit des têtes, une seconde inscription étant obtenue en retournant la bande. La durée de celle-ci est donc doublée.

Cette disposition des bandes convient fort bien à la technique stéréo : l'on peut ainsi inscrire les informations des deux canaux à l'aide d'une double tête, côte à côte sur une même bande (fig. 4-25 a).

Tel fut le premier stade de la technique des bandes multipistes. Mais, afin d'économiser davantage, la demi-bande fut à nouveau divisée en deux parties, et l'on obtint la technique des quatre pistes, dans laquelle une demi-bande permet l'inscription des deux canaux de la stéréo (fig. 4-25 b). La disposition des pistes permet également l'emploi de ces bandes dans les appareils pour double piste.

Quant aux appareils spéciaux, ils comportent deux têtes combinées réunies dans le même blindage. La tête supérieure enregistre et reproduit la piste 1A (fig. 4-25 b), l'inférieure, la piste 2A. L'ensemble donne la double inscription stéréo 1A + 2A. La bande retournée, les pistes 1B et 2B sont en position pour l'enregistrement.

Employant des champs magnétiques toujours plus faibles, et des têtes toujours plus petites, cette technique exige, pour la réalisation des têtes, une précision mécanique poussée, ainsi que des amplificateurs à facteur de bruit très bas.

Le magnétophone stéréo peut effectuer les deux enregistrements *l'un après l'autre*. Cette faculté permet, par exemple, à un seul chanteur d'enregistrer sur une piste la première partition d'un duo, puis la seconde, sur l'autre piste, en écoutant la reproduction de la première à l'aide d'un casque. Dans la reproduction commune aux deux pistes, on entend *simultanément* les deux voix du chanteur. Cette disposition

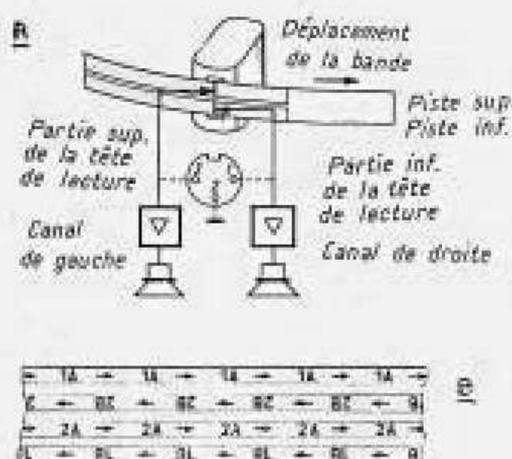


Fig. 4-25. — Utilisation de pistes multiples.

- a) Disposition des pistes pour l'enregistrement sur 1/2 bande
b) Enregistrement sur 4 pistes.

à l'avantage de permettre la correction d'une partie de chant sans effacer l'autre.

4-26. — Le décibel (dB).

Si une tension de 1 V, par exemple la tension de sortie d'un amplificateur, est augmentée de 1 V, donc portée à 2 V, cela représente une augmentation de 100 %, qui serait distinctement perçue à l'audition. Par contre, si nous augmentons de 1 V une tension B. F. de 100 V, donc si nous la portons à 101 V, on peut ne pas remarquer cette augmentation. Le volt n'est donc pas utilisable pour des mesures de comparaison. Pour comparer deux tensions, leur pourcentage de différence serait plus conforme à la réalité.

Mais l'échelle logarithmique est beaucoup plus pratique. C'est donc sur cette base que l'on décida de comparer deux puissances, dont l'augmentation de 1 à 10 (ou de 10 à 100, etc.) prit le nom de Bel. Cette « unité » fut ensuite divisée en 10 parties égales. La figure 4-26 en fait le plus simplement du monde la démonstration. L'échelle des puissances de 1 à 10 de la partie supérieure est divisée logarithmiquement, tandis que la partie inférieure est divisée linéairement en dix parties égales = 10 dB. Un décibel correspond à un rapport de puissances d'environ 1 à 1,26.

Si une tension U est appliquée aux bornes d'une résistance R , puis si elle est ensuite décuplée (rapport de tensions de 1 à 10), la puissance dissipée sera centuplée (rapport de puissances de 1 à 100) puisque $W = U^2/R$. A un rapport de puissances de 1 à 100 correspondent 20 dB, et cela nous oblige à ajouter à la figure 4-26 a une seconde échelle de 10 à 100 pour les puissances et de 10 à 20 pour les dB, mais aussi cela signifie qu'un rapport de tensions de 1 à 10 correspond également à 20 dB.

Le tableau de la page 286 donne les valeurs en dB de tout rapport de tensions, intensités ou puissances. Fondé sur le même principe, le calcul en « nepers » est utilisé dans les techniques des télécommunications (où l'on calcule généralement en tensions ou courants) et des fréquences porteuses.

Les valeurs en dB expriment donc des rapports entre deux nombres.

En technique B. F., il est usuel de prendre une valeur fixe de tension comme

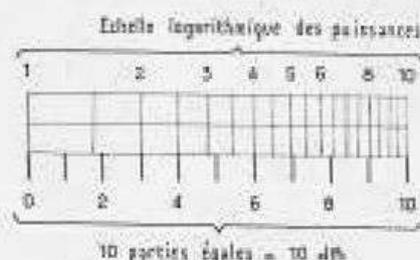


Fig. 4-26. — Division logarithmique et échelle en dB.

niveau zéro, et de calculer, en dB, les valeurs positives ou négatives à partir de ce niveau. La technique américaine a fixé ce niveau zéro à 1,73 V.

Les indicateurs de tension de sortie (voltmètres électroniques, contrôleurs universels) comportent généralement une échelle donnant la lecture directe en dB. Le commutateur de gammes de mesure indique pour chaque gamme une valeur en dB, par exemple + 10 (ou - 10) qui doit être additionnée à la valeur lue sur l'échelle : si l'on mesure la tension aux bornes d'un transformateur de sortie, le commutateur étant placé sur + 10 dB, et que l'aiguille indique + 6, le gain de tension, à partir du niveau zéro, est de 16 dB.

Malheureusement, l'unanimité ne s'est pas encore réalisée sur la valeur de tension à adopter comme niveau de référence. Les Administrations Postales de plusieurs pays d'Europe ont adopté 0,775 V alors que la Commission Electrotechnique Internationale a adopté 1 V ou 1 mV. Il y a donc toujours lieu de s'assurer du niveau de référence adopté.

Pratiquement une différence de 3 dB (c'est-à-dire un rapport de tension de l'ordre de 1 à 1,4), est ce que l'oreille peut, à peine, discerner.

Une différence de rapport, en plus ou en moins, doit atteindre au moins 9 à 12 dB, ce qui signifie une augmentation de tension de l'ordre de 3 à 4 fois, pour être nettement perçue.

Diodes et redresseurs

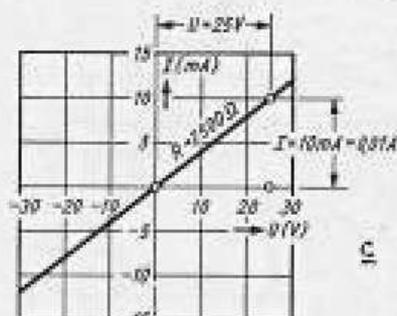
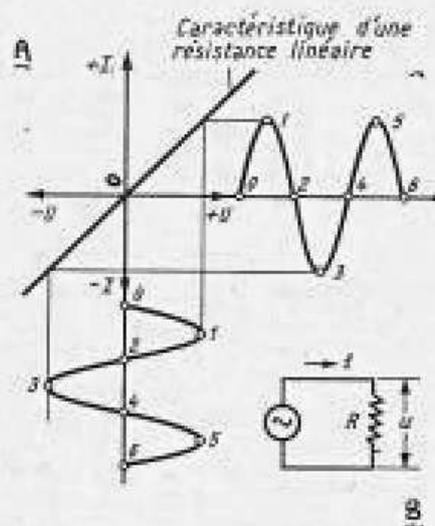
SEMICONDUCTEURS
DIODES

Fig. 5-1. — Fonctionnement d'un élément linéaire de circuit.

- La droite de résistance montre le rapport de la tension et du courant.
- Circuit dont la courbe est donnée en a.
- Exemple de calcul de la pente d'une caractéristique.

5-1. — Composants linéaires.

Tous les composants simples passés en revue jusqu'ici, résistances, bobinages, condensateurs, la thermistance du paragraphe 2-3 exceptée, présentent une caractéristique de fonctionnement conforme à la loi d'Ohm, la tension à leurs bornes produisant toujours un courant exactement proportionnel : si la tension est doublée, le courant double ; si la polarité est inversée, le courant inverse son sens. Le diagramme de la figure 5-1 a met nettement cette propriété en évidence.

Dans ce diagramme, ainsi qu'il est d'usage, la tension est positive à droite de l'axe vertical 0, et négative à gauche ; l'intensité portée au-dessus de l'axe horizontal 0 est positive, et négative en-dessous.

La courbe de fonctionnement des composants linéaires est représentée par une droite inclinée, passant par le niveau zéro. Mieux qu'une tension continue, une tension alternative aux bornes d'un de ces composants, par exemple la résistance R de la figure 5-1 b, permet de la suivre : le point 1, au sommet de la demi-période positive de tension, en bas de la figure 5-1 a, doit correspondre à l'intensité maximale, par conséquent à la demi-période positive d'intensité du point 1, sommet de la courbe en haut à droite. On peut, de la même manière, faire figurer sur la droite le reste des points de 0 à 6 des demi-périodes de tension, et obtenir ainsi les variations propres au courant alternatif. (Il n'y a pas ici de déphasage.) L'inclinaison de cette droite permet également de déterminer les valeurs de résistances. La figure 5-1 c donne un exemple : pour une

tension $U = 25 \text{ V}$, l'intensité atteint la valeur $I = 10 \text{ mA}$ ou $0,01 \text{ A}$. Nous avons donc :

$$R = \frac{U}{I} = \frac{25}{0,01} = 2500 \Omega = 2,5 \text{ k}\Omega.$$

5-2. — Les composants non-linéaires.

Les composants non-linéaires jouent, aux côtés des précédents, un rôle extrêmement important dans la technique électronique tout entière. Ils permettent, par exemple, en doublant une tension U , de tripler une intensité I , ou bien, lors des inversions de polarité, de ne laisser circuler dans un circuit, qu'une intensité infiniment plus faible pour l'alternance négative que pour la positive (fig. 5-2 a).

Si l'on applique aux bornes d'un de ces composants une tension sinusoïdale, le courant subit une forte *distorsion*, car la caractéristique n'est plus ici représentée par une droite, mais par une ligne irrégulièrement *ondée*, par conséquent *non-linéaire*. Par suite de cette irrégularité, on obtient diverses valeurs de résistance aux différents points de la courbe. Pour un segment limité de la courbe, on peut déterminer la valeur de cette résistance, en divisant la variation de tension par la variation de l'intensité correspondante, ces variations étant les *différences* des deux valeurs de tension et des deux valeurs d'intensité.

La figure 5-2 b en montre deux exemples : le segment de courbe indiqué par les flèches, en haut à droite, s'étend de $7,5 \text{ mA}$ jusqu'à $12,5 \text{ mA}$, la différence est donc de $12,5 - 7,5 = 5 \text{ mA} = 0,005 \text{ A}$. L'utilisation de cette différence de deux valeurs est très fréquente en technique radio, où on l'exprime à l'aide de la lettre grecque *delta* majuscule : Δ .

$\Delta I = 5 \text{ mA}$ ne signifie donc pas qu'une intensité de 5 mA circule, mais que la différence entre intensité maximale et minimale est de 5 mA . Cela est naturellement également valable pour les autres différences données dans la figure 5-2 b.

Pour le segment indiqué dans la partie supérieure de la courbe, la différence des tensions est de 6 V , et le calcul donne une résistance de :

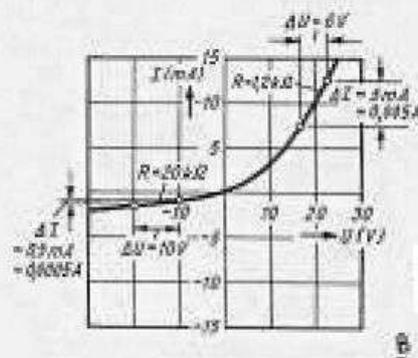
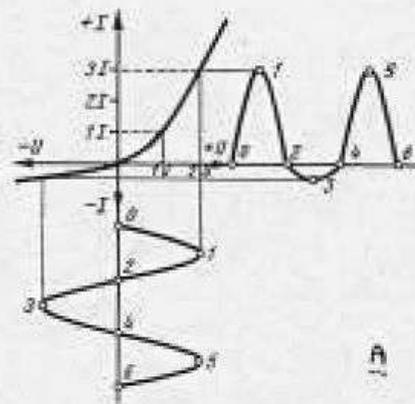


Fig. 5-2. — Fonctionnement d'un élément non-linéaire de circuit.
a) La demi-période inférieure est déformée.
b) Les sections de courbe ont des pentes différentes.

$$R = \frac{6}{0,005} = 1200 \Omega = 1,2 \text{ k}\Omega.$$

Pour le segment indiqué dans la partie inférieure :

$$R = \frac{10}{0,0005} = 20\,000 \Omega = 20 \text{ k}\Omega.$$

La « zone de conduction » est appelée parfois « zone de passage », et la résistance correspondante *résistance directe*. Quant à celle de non-conduction, elle porte le nom de « zone de blocage », et la résistance élevée qui lui correspond, de *résistance inverse*.

Dans le sens de conductibilité circule donc une forte intensité, tandis qu'elle est, au contraire, fort minime dans l'autre sens. Mais en considérant la figure 5-2 a, on peut dire aussi que, une tension alternative s'y transformant en une succession d'impulsions de même polarité, c'est-à-dire en *tension unidirectionnelle*, le composant non-linéaire considéré se comporte en *redresseur*.

Toutefois, il faut donner au terme « redresseur » un sens plus général, car il n'est pas uniquement destiné à désigner les redresseurs de tension alternative d'alimentation, mais, dans un domaine plus vaste, les redresseurs de H. F. modulée, et ceux employés dans les appareils de mesure.

Et c'est justement dans ces deux usages qu'il est important et avantageux de bien connaître le déroulement des phénomènes internes dans les redresseurs et plus particulièrement dans les éléments semiconducteurs.

5-3. — Les semiconducteurs.

Certaines matières conviennent particulièrement bien à la fabrication des composants non-linéaires. Les plus connues sont le *germanium*, le *sélénium* et le *silicium*. Leur résistivité est considérablement plus élevée que celle des métaux, mais très inférieure cependant à celle des isolants. De là découle le nom de *semiconducteurs*, qui est devenu, par extension, celui des composants fabriqués avec ces matières.

Dans la figure 5-3, l'axe vertical gradué en valeurs ohmiques donne un panorama des diverses résistivités. On notera que

$$\begin{aligned} 1 \text{ G}\Omega &= 1 \text{ gigaohm} = 1000 \text{ M}\Omega \\ 1 \text{ T}\Omega &= 1 \text{ teraohm} = 1\,000\,000 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

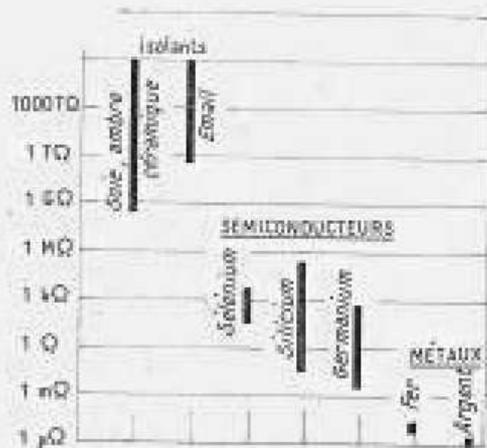


Fig. 5-3. — Position des semiconducteurs, entre les isolants et les métaux.

Il s'agit ici de la résistivité, avec pour unité $\Omega \times \text{cm}$, soit la résistance d'un cube de 1 cm (fig. 1-4). La figure 5-3 permet toutefois de situer la position des semi-conducteurs entre les métaux et les isolants. Les valeurs données ne sont valables que pour des semi-conducteurs composés de matières pures. L'adjonction de simples traces de substances étrangères modifie considérablement les propriétés et, par suite, le mode de fonctionnement des composants semi-conducteurs.

L'adjonction de ces *impuretés* s'appelle le *dopage*.

5-4. — Electrons et « trous ».

Pour décrire le fonctionnement des composants non-linéaires semi-conducteurs, nous avons choisi, comme étant le plus représentatif, celui d'un élément au germanium.

La structure du cristal de germanium absolument pur offre l'apparence d'une grille régulière constituée par ses atomes.

Tous les atomes se composent d'un noyau positif, très difficile à briser, et d'un nombre variable d'électrons gravitant autour de ce noyau à différents niveaux ou couches.

L'atome de germanium possède 4 électrons sur sa couche extérieure, chacun d'eux étant lié à un électron correspondant de l'un des 4 atomes voisins. De là découle la structure cristalline, ou *réseau cristallin* du germanium. Pour en simplifier la représentation, chaque liaison est figurée par une ligne continue, en réalité elle est constituée par deux électrons liés l'un à l'autre.

En raison de cette liaison, aucun électron ne peut se mouvoir, et, par conséquent, aucun courant ne peut circuler... le germanium serait donc un parfait isolant ! Il en est ainsi réellement jusqu'à ce que, sous l'influence d'une élévation de température, quelques liaisons se rompent, libérant des électrons qui, désormais, peuvent circuler à travers le réseau, créant ainsi un courant électronique. Ce phénomène se produit d'autant plus aisément que la température du cristal est plus élevée.

Une plus grande mobilité est donnée aux électrons dans les semi-conducteurs par l'adjonction d'atomes d'impuretés

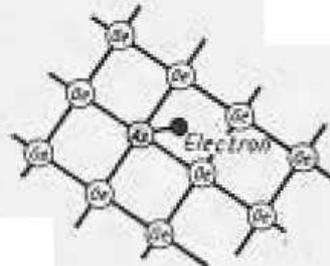


Fig. 5-4 a. — Grille d'un cristal de germanium avec source de perturbation. Un atome d'arsenic possède un électron négatif supplémentaire.

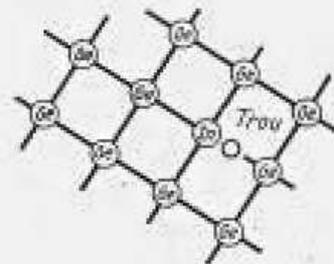


Fig. 5-4 b. — Un atome d'indium ne possède que trois électrons ; il subsiste un « trou ».

dans le réseau. Si, par exemple, un atome d'arsenic *As* (fig. 5-4 *a*) (qui comporte 5 électrons sur sa couche extérieure, tendant à se lier aux électrons des atomes voisins) est introduit dans le réseau de germanium, 4 de ses électrons se lient, par l'intermédiaire des électrons correspondants, aux 4 atomes de germanium *Ge* voisins, tandis que le 5^e ne trouve pas à se lier (fig. 5-4 *a*). Cet électron *libre* peut alors se déplacer dans le réseau, et, sous l'influence d'une tension, tend à s'éloigner du pôle négatif vers le pôle positif. L'atome d'arsenic est appelé « donneur », et le cristal *dopé* est appelé germanium du type *n* (négatif).

Par contre, d'autres éléments, comme par exemple l'indium, ne possèdent que 3 électrons tendant à se lier, il reste alors un trou dans le réseau cristallin (fig. 5-4 *b*). Un électron s'y glisse aussitôt pour compléter la liaison des deux atomes, mais sa place est devenue vacante. Sur une autre orbite, un électron semble cheminer à

travers le réseau, comme dans le type *n*, mais en réalité, à chaque « pas » c'est un autre électron qui prend possession d'un nouveau trou... en en laissant toujours un derrière lui. Ainsi l'ensemble des trous semble se mouvoir dans le sens opposé à celui des électrons : sous l'influence d'une tension extérieure, ils se comportent en effet comme des particules *positives*.

Les physiciens ont adopté cette explication des faits, et on admet que le mouvement des trous correspond à un courant à travers le réseau cristallin.

L'atome d'indium mêlé au germanium porte le nom « d'accepteur », et l'alliage obtenu est appelé germanium *type p* (positif).

Ce phénomène peut être obtenu non seulement en dopant la masse du germanium avec de l'indium, mais aussi par fusion locale d'une pointe de métal avec le cristal.

Dans les semiconducteurs, électrons et trous sont appelés « porteurs de charges ».

5-5. — Analogie du courant électronique.

On a souvent comparé le courant électrique à la circulation de l'eau dans un tuyau. Cette analogie n'étant pas valable pour expliquer le fonctionnement des semiconducteurs, nous emploierons ici une autre image.

Un conducteur électrique sera représenté par un tuyau rempli de sable saturé d'eau, de manière que plus aucune trace d'air ne puisse subsister entre ses grains. Ceux-ci figureront les noyaux des atomes du métal ; les gouttes d'eau, s'intercalant entre eux, figureront les électrons.

Mettons maintenant ce « conducteur » sous tension (fig. 5-5 *a*), en faisant couler de l'eau (représentant les électrons) d'une source extérieure, sur le sable déjà saturé. L'eau va s'infiltrer à travers les grains vers le bas du tuyau et s'écouler goutte à goutte. C'est à peu près ainsi que circulent les électrons à travers le réseau d'atomes d'un conducteur.

Disposons à présent, sous le premier, un second tuyau garni cette fois d'une couche de sable sec, et entre les grains duquel se trouvent retenues des bulles d'un gaz léger. Nous allons voir l'eau tomber du tuyau

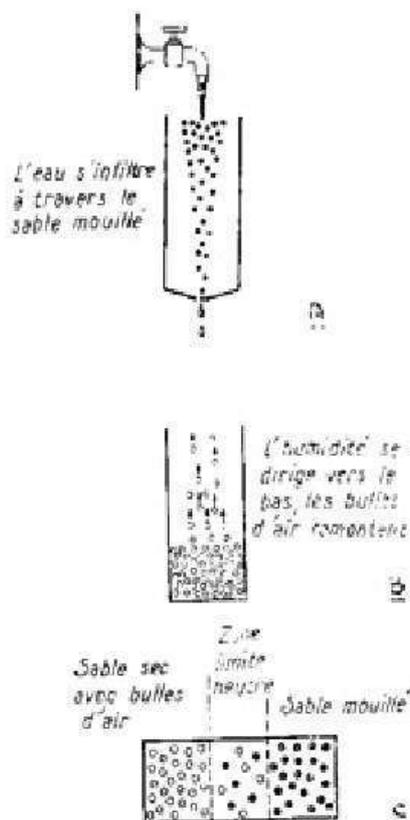


Fig. 5-5. — Analogie entre le courant électrique et la circulation d'eau.

supérieur, s'infiltrer dans le sable sec, y déloger les bulles de gaz, puis celles-ci enfin remonter à la surface (fig. 5-5 *b*). Au « courant » de bulles (figurant les trous) circulant dans un sens, correspond un « courant » d'eau (figurant les électrons) circulant en sens inverse.

Remplissons une moitié d'un de ces tuyaux avec du sable mouillé et l'autre avec du sable sec mélangé de bulles de gaz, et plaçons-le horizontalement (fig. 5-5 *c*). Les deux parties vont tout d'abord demeurer dans le même état, puis une partie des bulles de gaz et une partie de l'humidité vont se mélanger au centre du tuyau, créant une sorte de zone d'équilibre. C'est, dans les semiconducteurs, l'effet de diffusion.

Redressons le tuyau de façon à placer le sable mouillé en bas (fig. 5-5 *d*). Là, aucune humidité ne peut parvenir à la partie supérieure. L'eau se dépose au fond, le gaz gagne la surface : le tuyau n'est pas conducteur de l'humidité. Invertissons la polarité, c'est-à-dire retournons le tuyau, et plaçons ainsi le sable mélangé de gaz en bas (fig. 5-5 *e*). Aussitôt l'humidité va traverser tout le tuyau en exerçant une pression sur les bulles de gaz qui vont regagner la surface : le tuyau est devenu conducteur de l'humidité.

5-6. — Jonction p-n.

L'analogie du paragraphe précédent, qui comme toutes les images de ce genre ne peut être qu'approximative, n'avait d'autre ambition que donner une idée du mode de déplacement de l'humidité, c'est-à-dire du courant d'électrons, car le courant de bulles de gaz, ou courant des trous, n'intervient que dans la mesure où l'on doit savoir qu'il se produit en sens inverse du premier.

Si l'on soude ensemble un élément de germanium du type *p* et un du type *n* (fig. 5-4 *a* et *b*), on obtient une *jonction p-n*. Dans la zone de transition de la jonction, qu'on appelle simplement *jonction*, après l'effet de *diffusion*, c'est-à-dire après avoir pénétré légèrement chacun dans le domaine opposé, électrons et trous vont s'équilibrer (fig. 5-6 *a* et 5-5 *c*).

Lorsqu'une tension est appliquée à une jonction *p-n*, avec la polarité indiquée dans la figure 5-6 *b*, d'après les lois de

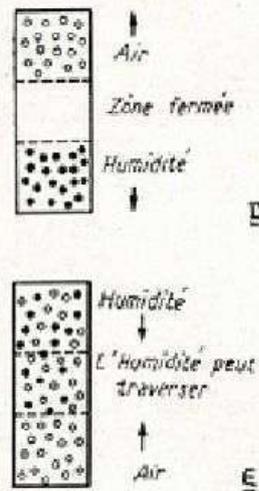


Fig. 5-5. — (suite).

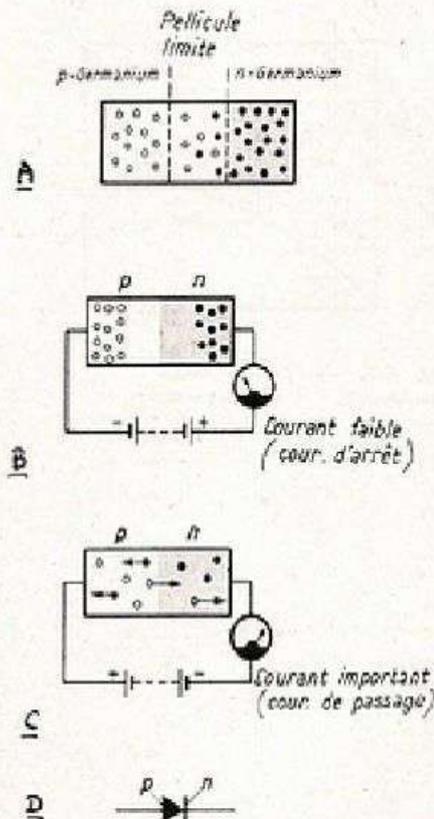


Fig. 5-6. — Les trois phases du fonctionnement d'une jonction p-n. En d, représentation symbolique.

l'électricité statique, les électrons négatifs du type n se dirigent vers le pôle positif de la source de tension, et les trous du type p vers le pôle négatif. La jonction s'appauvrit en porteurs de charges. Les électrons sont repoussés de l'élément n , et les trous de l'élément p , exactement comme (fig. 5-5 *d*) les bulles de gaz et l'humidité ont dû se retirer aux extrémités du tuyau. Le semiconducteur s'oppose au passage du courant.

Si la polarité est inversée (fig. 5-6 *c*), le courant d'électrons s'établit à travers la jonction vers le pôle positif, et, en sens contraire, celui des trous vers le pôle négatif. Les porteurs de charge traversant la zone de transition, la jonction $p-n$ est devenue conductrice (fig. 5-5 *e*).

Le symbole représentant cette jonction dans les schémas est celui de la figure 5-6 *d*.

5-7. — Courbe caractéristique de la jonction $p-n$.

Même lorsqu'elle est connectée dans le sens non-conducteur, et par suite de la conductivité que lui confère une élévation de température, une diode à semiconducteur est encore le siège d'un léger courant, appelé *courant inverse*. La différence de celui-ci avec le *courant direct* du sens de conduction est si grande, qu'il a fallu employer une autre échelle pour en représenter la courbe.

Nous savons (paragraphe 5-4) que ces deux courants augmentent avec la température. C'est pourquoi la figure 5-7 représente deux courbes, l'une pour une température de $+10^\circ\text{C}$, l'autre, de $+40^\circ\text{C}$.

Il était important de mettre l'accent sur cette propriété des semiconducteurs, à propos desquels il faut également se rappeler que :

- lorsque le type n du germanium est connecté au pôle négatif d'une source de tension extérieure, il en résulte un fort courant direct, et, par conséquent, une faible résistance ;

- lorsque, au contraire, c'est le type p qui est connecté à ce même pôle négatif il n'en résulte qu'un faible courant inverse, et, par conséquent, une valeur élevée de la résistance.

5-8. — Diode de Zener.

Dans les semiconducteurs, particulièrement au silicium, lorsque l'on dépasse

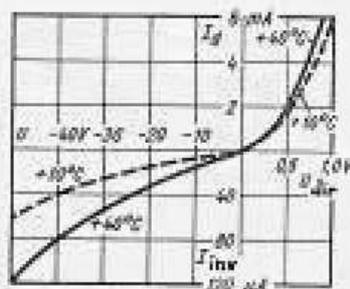


Fig. 5-7. — Caractéristique non-linéaire d'une jonction $p-n$.

une tension inverse déterminée, le champ électrique élevé détruit les liaisons entre atomes et électrons et provoque, même dans le sens inverse, un fort accroissement de courant, montré dans la figure 5-8, en bas à gauche.

Cet effet, appelé *effet Zener*, n'est mis à profit que dans la diode portant le même nom.

Placée devant une résistance de protection, cette diode permet de limiter une tension variable à une valeur fixe déterminée, appelée tension de claquage ou de Zener U_z . La valeur de cette tension est fixée à la fabrication, grâce au dopage par une quantité plus ou moins grande d'impuretés.

Les diodes de Zener sont livrées à partir d'une tension limite de 6 V. La caractéristique représentée figure 5-8 montre leur comportement pour des tensions-limites de 6 à 9 V. La ligne pointillée du bas correspond à la puissance de 0,15 W, pour laquelle elles sont prévues.

Nous rencontrerons souvent des courbes représentant des limites de puissance dans les réseaux de caractéristiques.

5-9. — Emploi de diodes à semi-conducteurs comme condensateur variable.

Nous savons que, lorsqu'une tension est appliquée dans le sens inverse aux bornes d'une diode à semi-conducteurs, la jonction s'affaiblit en porteurs de charge d'autant plus que la tension inverse est élevée. La jonction représente alors un diélectrique. Les porteurs de charges (trous et électrons) sont repoussés aux deux extrémités (fig. 5-9 a). Elles figurent donc ensemble avec la jonction, maintenant isolante, un condensateur de très petite capacité. Si la tension diminue, trous et électrons, moins fortement repoussés, vont tendre à regagner leur état d'équilibre, et la jonction se rétrécit (fig. 5-9 b), c'est-à-dire que la capacité du condensateur augmente.

On peut donc employer cette diode comme condensateur variable en jouant avec la valeur de la tension à ses bornes. Cette propriété est d'ailleurs utilisée pour la stabilisation automatique d'oscillateurs V. H. F. ou de télévision. Une telle diode porte le nom de *varistance*.

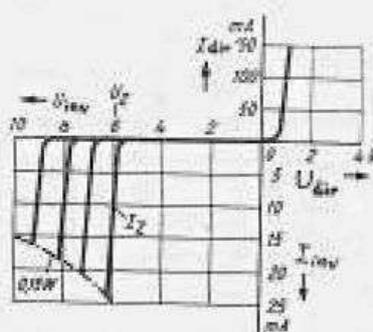


Fig. 5-8. — Le courant inverse dans la caractéristique d'une diode de Zener croît brusquement pour la tension U_z dite « de Zener ».

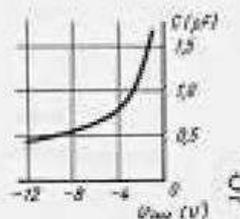
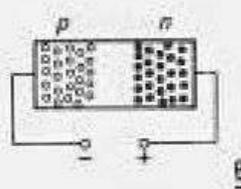
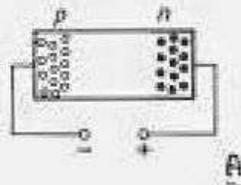


Fig. 5-9. — Suivant la valeur de la tension limite, un semi-conducteur peut être considéré comme un condensateur de valeur plus ou moins élevés.

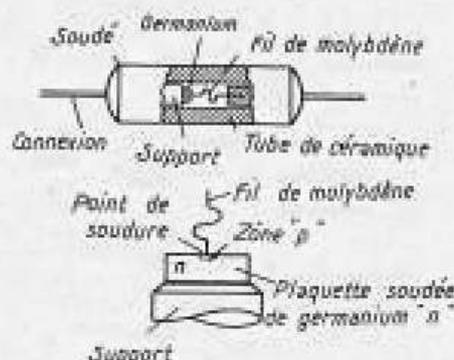


Fig. 5-10. — Vue en coupe d'une diode germanium « à pointe ».

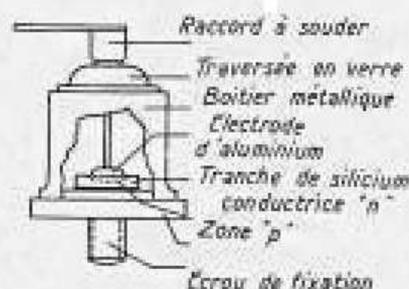


Fig. 5-11. — Vue en coupe d'une diode de puissance à jonction alliée.

5-10. — Structure des diodes à pointe de contact.

Une diode « à pointe » est constituée par une petite pastille de germanium du type *n*, sur laquelle appuie une pointe très fine d'or ou de molybdène. L'ensemble est mis à l'abri des chocs dans un tube de verre ou de céramique, muni d'embouts de connexion.

Au montage, la pointe est soudée au germanium par le passage d'un courant violent. Au cours de cette opération, quelques atomes de matière étrangère sont incorporés au cristal qui devient alors porteur de trous ; à l'endroit de la soudure cristal-pointe se forme une mince pellicule de type *p*. Etant donné les dimensions extrêmement réduites de la jonction, la capacité propre de la diode est minime. On l'emploie avantageusement, pour cette raison, au redressement de tensions H. F. de faible intensité.

5-11. — Diodes de puissance à jonction alliée.

Pour obtenir un courant direct élevé, la diode à pointe de contact ne suffit plus. Pour les puissances élevées, les diodes sont constituées par un élément de germanium du type *n*, sur lequel on allie une pastille d'aluminium ou d'indium (fig. 5-11).

Les atomes de métal pénètrent dans le germanium de type *n* et dans cette zone les trous seront majoritaires (conduction de type *p*), on a donc obtenu une jonction *p-n*, élément de base d'une diode à semi-conducteurs. Grâce à la surface élevée de la jonction, on obtient un courant direct important. La résistance correspondante est basse, mais la capacité propre est élevée.

Ce type de diode, particulièrement celles réalisées en silicium, est utilisé avec un bon rendement comme redresseur de puissance aux fréquences basses (tension d'alimentation, par exemple).

5-12. — Semiconducteurs ou sélénium et à oxyde de cuivre.

Les propriétés des matériaux semi-conducteurs employés dans les composants non-linéaires sont utilisées depuis longtemps dans les redresseurs au sélénium et à oxyde de cuivre.

Le sélénium est employé de préférence pour le redressement des tensions d'alimentation. Sa jonction supporte une tension inverse maximale de 25 à 30 V. Des tensions plus élevées entraînent sa destruction. Il est donc nécessaire de connecter en série le nombre de cellules correspondant à la valeur de tension désirée.

La jonction à l'oxyde de cuivre supporte une tension inverse encore moins élevée que celle au sélénium. En revanche, elle est très stable, aussi est-elle employée couramment comme redresseur dans les appareils de mesure.

Ces deux types de redresseurs sont présentés sous diverses formes, la figure 5-12 en montre deux.

Il existait également des ensembles de petits redresseurs, constitués par des pastilles d'oxyde de cuivre logées dans des tubes isolants et utilisés en H. F. Leur capacité propre étant très élevée, on leur préfère maintenant les diodes au germanium.

5-13. — Un type de lampe simple.

En dehors du déplacement des porteurs de charge dans les semiconducteurs, on peut utiliser un autre phénomène physique pour réaliser des éléments non linéaires (redresseurs et diodes) : le déplacement d'électrons dans le vide.

La diode à vide se compose également de deux électrodes, mais fortement isolées l'une de l'autre, et placées à l'intérieur d'une ampoule dans laquelle un vide parfait a été réalisé par pompage de l'air. Une des électrodes est nommée *cathode*. Dans le cas le plus simple, c'est un *filament* incandescent. Dans les lampes à chauffage indirect, ce filament est entouré d'une couche isolante, sur laquelle se trouve une pellicule de matière active constituant la cathode. L'autre électrode est appelée *anode* ou *plaque*.

5-14. — L'émission électronique de la cathode.

Lorsque la cathode, enfermée dans son ampoule vide d'air, est portée à l'incandescence, ses électrons de surface sont aussitôt libérés, et forment autour d'elle un nuage électronique appelé *charge d'espace*. Ce jaillissement d'électrons est appelé *émission*.

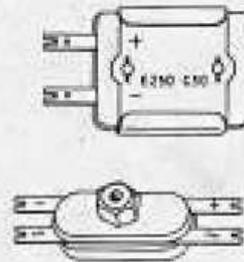


Fig. 5-12. — Redresseur plat au sélénium et redresseur pour appareil de mesure, à oxyde de cuivre.

DIODES A VIDE

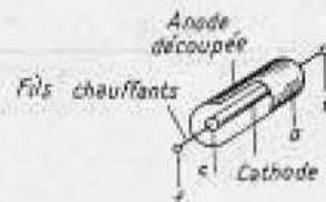


Fig. 5-13. — Disposition des électrodes dans une diode chauffée indirectement.

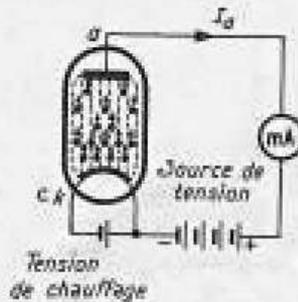


Fig. 5-14. — Sens des chutes de tension, et mouvement des électrons dans un tube.

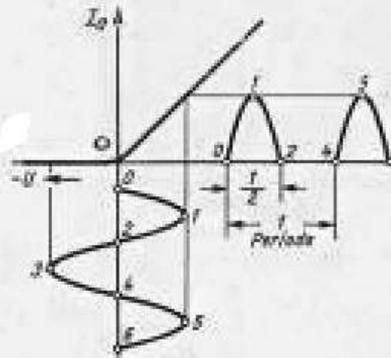


Fig. 5-15. — Seules les demi-périodes positives trouvent passage dans une diode à vide.



Fig. 5-16. — Comparaison entre semiconducteur et diode à vide.

Pour poursuivre l'analogie du paragraphe 5-5, électrons = humidité, la cathode peut être figurée par un récipient plein d'eau placé sur une source de chaleur. A l'ébullition, l'eau transformée en vapeur se dépose aux alentours.

L'intensité de l'émission dépend : de la matière dont est composée la cathode, de sa température, et des dimensions de la surface incandescente.

Si l'on connecte l'anode d'une diode au pôle +, et la cathode au pôle - d'une source de tension, sous l'influence de cette tension une différence de potentiel est aussitôt créée entre les deux électrodes. Les électrons négatifs libres se précipitent alors à une vitesse très élevée vers l'anode positive, ou se manifeste un manque d'électrons. Un courant circule, de la cathode à l'anode, à travers l'ampoule vide d'air. Ce courant porte le nom de *courant anodique* I_a .

Lorsque la polarité de la diode est inversée, aucun courant ne circule plus, car l'anode, froide, n'émet pas d'électrons.

5-15. — Caractéristique d'une diode à vide.

La courbe caractéristique d'une diode à vide demeure, dans la région inverse, complètement horizontale à la hauteur de la ligne de référence zéro. Aux tensions négatives, aucun courant ne peut circuler.

Si l'on connecte à ses bornes une tension alternative, seules les demi-périodes positives sont transmises (fig. 5-15).

5-16. — Différences entre diodes à semiconducteurs et à vide.

La figure 5-16 représente les symboles respectifs des diodes à semiconducteurs et à vide, avec la même polarité.

La cathode négative de la diode à vide correspond au type *n* du semiconducteur, son anode au type *p*. Une diode à vide présente avec une diode à semiconducteurs les différences suivantes :

1. Dans le sens anode-cathode tout passage de courant est impossible, car l'anode, froide, ne peut émettre aucun électron.

2. La courbe caractéristique d'une diode à vide est rigoureusement indépendante de la température, car celle de la cathode

s'élève à plusieurs centaines de degrés centigrades et c'est uniquement d'elle que dépend le flux d'électrons. La température ambiante, dès lors, qu'elle soit de 10° ou de 40 °C ne peut jouer aucun rôle.

3. Pour assurer le fonctionnement de la diode à vide, une source spéciale de courant est indispensable pour assurer le chauffage de la cathode.

4. Une cathode chauffée présente, par rapport à la masse, une capacité certaine. Il n'est donc pas possible de connecter le circuit de cathode à n'importe quel endroit du câblage.

5. Le chauffage de la diode à vide par une tension alternative présente le danger d'introduire une source de ronflement dans d'autres éléments du montage.

5-17. — Diodes H.F. à vide et tubes redresseurs.

Comme on distingue entre les diodes à semiconducteurs les types à pointe de contact et les types à jonction, il faut distinguer dans les diodes à vide les *diodes H. F.*, utilisées comme redresseurs de faibles tensions H. F., et les *tubes redresseurs* de puissance servant au redressement de la tension d'alimentation des récepteurs. On peut ainsi comparer :

<i>Semiconducteurs</i>	<i>Lampes</i>
Diode à pointe de contact.	Diode H. F.
Diode à jonction alliée	Tube redresseur
Redresseur au sélénium	

Les lampes présentent également des variantes de la diode simple. La figure 5-17 a montre le symbole d'une double diode H. F., composée de deux ensembles séparés cathode-anode, avec un filament de chauffage commun, par exemple le tube 6 AL 5. La figure 5-17 b représente un duodiode H. F. qui ne possède toutefois qu'une seule cathode commune aux deux anodes, par exemple le tube EB 40 (périmé), et le tube EABC 80 ; dans ce dernier se trouve encore, à côté de la diode, un autre système d'électrodes.

Dans les tubes redresseurs de puissance on trouve assez souvent deux anodes (fig. 5-17 b), avec une cathode commune à chauffage direct ou indirect. Par exemple : tubes AZ 41 et EZ 81.

Le filament, dont les connexions ne sont communes à aucun autre élément des montages, n'est généralement pas repré-

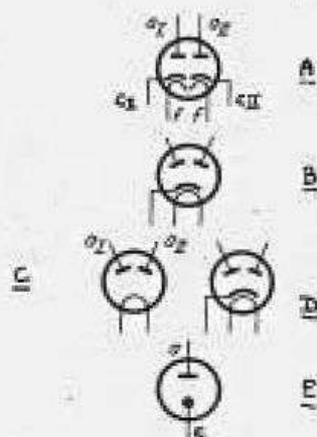


Fig. 5-17. — Représentation schématique de diodes à vide et de redresseurs. Les ensembles de diodes sont désignés par les chiffres I et II.

SCHEMAS DE MONTAGES REDRESSEURS

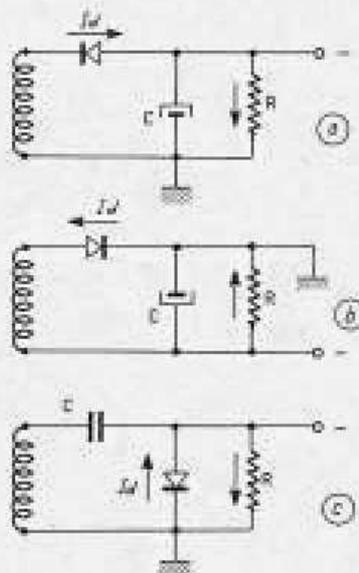


Fig. 5-18. — Circuits de base, avec sens négatif de tension, par rapport à la masse.

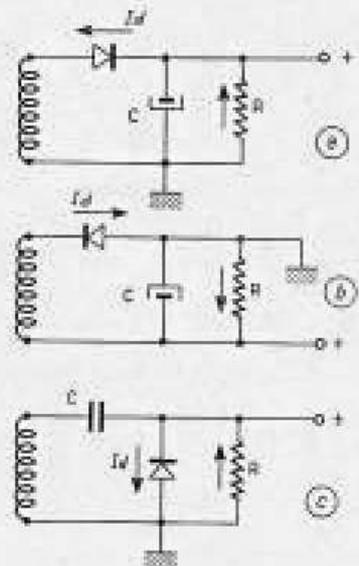


Fig. 5-19. — Circuits de base, avec sens positif de tension, par rapport à la masse.

senté dans les schémas, sur lesquels, par contre, figure toujours la cathode.

5-18. — Tension redressée négative.

Selon les besoins, une *tension redressée* peut être soit négative, soit positive par rapport à une borne de référence.

Dans les schémas des figures 5-18 et 5-19, la source de tension alternative est figurée par un bobinage. La tension continue apparaît aux bornes de la résistance de charge R , le rôle du condensateur C sera expliqué dans les paragraphes 5-20 et 5-23.

Dans la figure 5-18 *a*, les tensions, continue et alternative, ont une borne commune à la *masse*, tandis qu'à l'opposé on trouve les bornes de la diode. Ce schéma convient particulièrement aux diodes à semiconducteurs.

Dans la figure 5-18 *b*, c'est l'élément *n* de la diode, ou cathode, qui est à la masse. Ce montage est employé avantageusement avec les lampes, car il permet de réduire les difficultés provoquées par la tension de chauffage.

Enfin, dans la figure 5-18 *c*, la source de tension alternative, et la diode, ont une borne commune à la masse, toutefois, le condensateur C doit être intercalé entre leurs bornes opposées.

La polarité de la tension redressée est donnée dans tous les cas par le sens du courant d'électrons. La pointe de la flèche placée près de la résistance R indique le pôle $+$.

5-19. — Tension redressée positive.

Pour obtenir une inversion de la polarité, il suffit, dans les schémas précédents, d'inverser le sens de la diode.

Les tensions redressées positives par rapport à la masse, sont employées pour l'alimentation des appareils à lampes.

Dans les figures 5-19 *a* et 5-19 *b*, la cathode des redresseurs à tube est au potentiel de la tension redressée ou de la tension alternative, elle doit donc être fortement isolée du filament, et le transformateur devra comporter un enroulement de chauffage particulièrement bien isolé de la masse.

Le circuit représenté dans la figure 5-19 est rarement utilisé dans les récepteurs et n'a été cité qu'à titre d'exemple.

5-20. — Le rôle du condensateur C dans le redressement.

Le condensateur C des figures 5-18 et 5-19 est chargé par des impulsions de même polarité, positive ou négative, jusqu'à la valeur de la *tension de crête* de la source de courant alternatif. Mais pendant l'alternance de polarité contraire, il se décharge lentement dans la résistance R, entretenant ainsi à ses bornes une tension continue, et non pas des impulsions successives comme sur les figures 5-2 et 5-15.

La tension continue ne diminue donc que par suite de la décharge du condensateur et cela d'autant moins que la valeur de C est élevée, et que l'intensité d'utilisation est faible. La tension continue a alors la forme ondulée correspondant à la ligne en trait gras de la figure 5-20.

La tension totale aux bornes de C est donc composée d'une tension continue moyenne, à laquelle se superpose une composante alternative, appelée *tension de ronflement*, car, lorsqu'il s'agit d'une tension d'alimentation, elle peut être la cause d'un ronflement parasite audible. Une formule quelque peu empirique permet d'évaluer la valeur de cette tension :

$$u_r = \frac{4,5 \times I}{C} \quad (\text{en } V_{eff}, \text{ mA et } \mu F)$$

5-21. — Redressement des deux alternances.

Les redresseurs précédents ne redressent qu'une des deux alternances de la tension alternative. Si on alimente deux de ces éléments à l'aide de deux enroulements de transformateur d'alimentation en série, et si on les fait débiter sur une résistance commune, on obtient le redressement successif des deux alternances.

Dans la figure 5-21 a, le sens de circulation des électrons pendant une alternance à travers la diode supérieure est indiqué par les flèches noires numérotées de 1 à 4. Celui correspondant à l'autre alternance est indiqué, par les flèches pointillées du circuit de la diode inférieure. Les deux impulsions parcourent R dans le

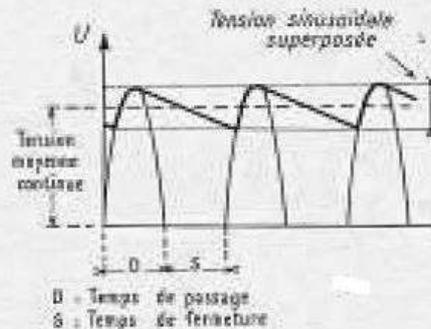


Fig. 5-20. — Egalisation des impulsions du courant au moyen d'un condensateur de charge.

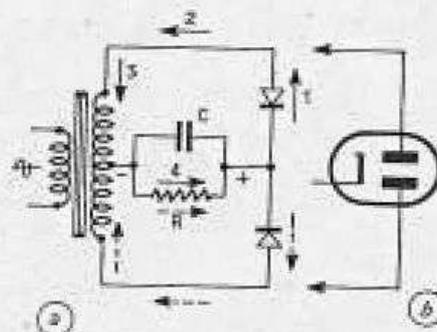


Fig. 5-21. — Redresseur des deux alternances par réunion de deux redresseurs d'une seule alternance.

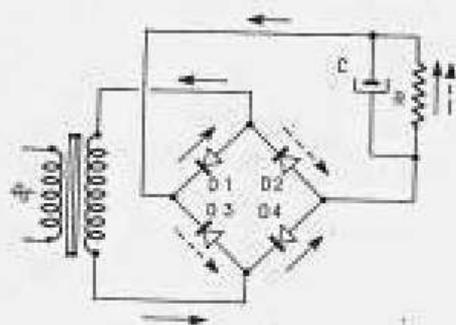


Fig. 5-22. — Redresseur « en pont »

même sens. L'intensité disponible est donc notablement plus élevée que celle d'un redresseur monoalternance.

Dans les tubes redresseurs, les deux diodes, comprenant deux anodes et une cathode, sont réunies dans la même ampoule (fig. 5-21 b).

5-22. — Redresseur en pont dit de « Graetz ».

Le redresseur à double alternance du paragraphe précédent nécessite un transformateur à deux enroulements secondaires en série, procurant *chaque* une tension alternative correspondant environ à la valeur de la tension redressée choisie. L'obtention de 220 V, par exemple, nécessite $250 \text{ V} \times 2 = 500 \text{ V}$. On peut réduire le prix de ce transformateur en réalisant le montage à quatre redresseurs de la figure 5-22. Ici aussi il y a, par principe, redressement des deux alternances.

Les flèches noires indiquent à nouveau le sens du courant lorsque l'extrémité supérieure de l'enroulement est le siège d'une alternance positive, durant laquelle les diodes D_1 et D_4 sont conductrices. En suivant le courant dans le circuit indiqué par les six flèches noires, on constate qu'à ce moment les diodes D_2 et D_3 sont bloquées.

Lorsque la polarité s'inverse au même point du transformateur, D_2 et D_3 deviennent à leur tour conductrices. Afin de ne pas surcharger le dessin, trois flèches en pointillé seulement sont représentées, qui permettent cependant de suivre aisément le chemin du courant correspondant.

On voit ainsi que la seconde alternance donne lieu aux bornes de R à une tension de même polarité que la première. L'ensemble correspond donc bien à un redresseur à deux alternances.

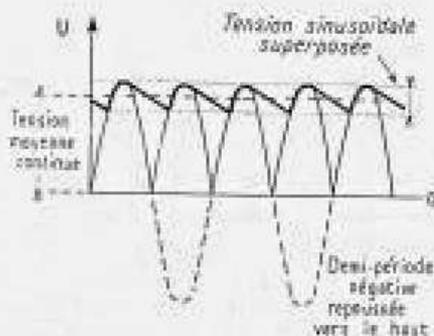


Fig. 5-23. — Doublement des impulsions de courant et de tension par le redressement à deux alternances.

5-23. — Courbe caractéristique d'un redresseur à double alternance.

Dans un redresseur à deux alternances, celles-ci sont toutes deux transformées en courant continu. Par conséquent, le nombre des impulsions composant la tension redressée est doublé par rapport à celui obtenu par redressement monoalternance, car ici l'alternance négative apparaît au-dessus de la ligne de référence 0,

dans l'intervalle de deux alternances positives (fig. 5-23).

La fréquence de la composante alternative est donc le double de celle représentée dans la figure 5-20. La tension aux bornes de C ne baisse plus autant dans l'intervalle des charges, celle de ronflement est plus faible, et la tension redressée moyenne, enfin, est plus élevée.

La formule (empirique) donnant la valeur de la tension de ronflement devient :

$$u_r = \frac{2,1 \times I}{C} \quad (\text{en } V_{eff}, \text{ mA et } \mu\text{F})$$

5-24. — Redressement de la H.F. modulée.

La H. F. modulée rayonnée par les émetteurs doit également, à la réception, être redressée afin de permettre l'audition des tensions B. F.

Ce résultat est obtenu à l'aide d'un redresseur à caractéristique non-linéaire, qui permet de bloquer l'alternance négative du courant alternatif, tandis qu'un petit condensateur de fuite dérive la H. F. résiduelle.

On obtient ainsi un courant continu moyen I_c , auquel est superposée une composante B. F. $i_{B.F.}$. Ces courants donnent naissance aux bornes de R (fig. 5-18 et 5-19) à des variations de tensions correspondantes. Un condensateur sépare la tension continue de la composante B. F.

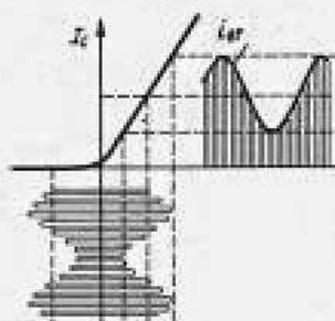


Fig. 5-24. — Un redresseur haute fréquence permet d'obtenir un courant continu moyen auquel est superposée une composante B.F.

5-25. — Récepteur à cristal.

Les diodes au germanium, n'exigeant aucune source de courant, permettent la construction de récepteurs ultra-simples pour l'écoute au casque des émissions locales.

Un condensateur variable, servant à l'accord sur l'émetteur local, un bobinage, et la capacité de l'antenne C_A , constituent un circuit oscillant. La tension H. F. aux bornes du bobinage est redressée par la diode, et transmise aux écouteurs qui, ici, tiennent lieu de résistance de charge. Un condensateur fixe en parallèle dérive la H. F. résiduelle.

Ce montage (fig. 5-25) est comparable à celui de la figure 5-18 a, et peut être également comparé à celui de la figure 5-19 a.

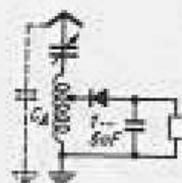


Fig. 5-25. — Schéma d'un récepteur simple avec détecteur à cristal.

5-26. — Résistance de la diode en série avec le C.O.

Ce circuit, fréquemment employé dans les récepteurs à lampes avec une diode à vide, renvoie au schéma de base de la figure 5-18 δ .

Le courant redressé, traversant la résistance de charge R , crée au point P (fig. 5-26) une tension B. F. et une tension continue négative par rapport à la cathode. Le condensateur C_1 arrête la tension continue. Le condensateur C en parallèle sur R sert de condensateur de charge pour l'alternance H. F. redressée. La fréquence-limite du circuit $R C$ doit être suffisamment élevée pour ne pas influencer la B. F.

Les valeurs normales sont, pour $R = 300 \text{ k}\Omega$, pour $C = 100 \text{ pF}$. En appliquant la formule, on obtient :

$$f_l = \frac{159\,000}{R \times C} \quad (\text{en } M\Omega, \text{ Hz et } \mu\text{F}).$$

$$\text{soit } f_l = \frac{159\,000}{0,3 \times 100} = 5300 \text{ Hz.}$$

Les fréquences supérieures à 5300 Hz sont désavantagées par C .

La puissance dissipée dans R provenant du circuit oscillant, cette résistance constitue donc pour celui-ci une charge, ou amortissement, correspondant à une résistance équivalente R_e en parallèle sur le circuit, aux bornes de laquelle se trouve une tension alternative H. F. u_{ef} .

La puissance H. F., P_a , qui y est dissipée est donnée par la formule :

$$P_a = \frac{u_{ef}^2}{R_e}$$

$$\text{ou puisque } u_{ef} = \frac{u_c}{\sqrt{2}} :$$

$$P_a = \frac{u_c^2}{2 R_e}$$

où u_c est la tension alternative de crête.

Cette puissance représente aussi une composante de puissance continue P dissipée dans la *résistance de fuite* R . La tension continue U y est, lorsque R est suffisamment élevée, presque égale à la tension de crête u_c de la tension alternative :

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{u_c^2}{R}$$

Les deux puissances doivent être égales, puisque R représente la dissipation totale

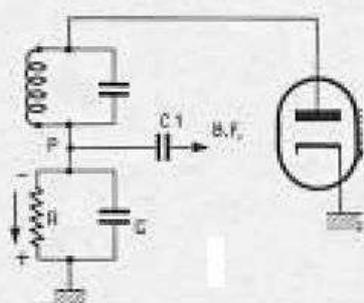


Fig. 5-26. — La tension de commande redressée est prise au point P .

$$P_a \approx P : \frac{M_c^2}{2 R_e} \approx \frac{M_c^2}{R}$$

d'où il vient : $R_e \approx \frac{R}{2}$

Ce qui revient à dire que la charge produite par le circuit de la diode équivaut à une résistance de la valeur de $R/2$ connectée en parallèle sur le circuit.

5-27. — Résistance de la diode en parallèle avec le C.O.

Ce circuit correspond au schéma de principe de la figure 5-18 c. On y peut donc connecter dans le circuit de cathode le condensateur représenté en pointillé dans la figure 5-27. Le circuit oscillant est alors, pour la tension continue, complètement séparé de la diode, et peut, dans les montages à lampes, conduire à l'anode la tension positive. La tension continue négative et la tension B. F. qui lui est superposée apparaissent au point P.

Ce montage travaille avec, en parallèle sur le circuit oscillant, une résistance de valeur équivalente à $R/3$, diminuant encore la qualité. En effet, en plus de la résistance d'amortissement R_e , qui est également active ici, la résistance R est elle-même connectée en parallèle.

La fréquence limite du filtre RC demeure déterminante pour la transmission des plus hautes fréquences du registre audible.

Ce montage est utilisé surtout parce qu'il permet d'obtenir facilement, aux bornes de la résistance R_e , une tension négative dont on verra plus loin l'emploi dans la régulation antifading.

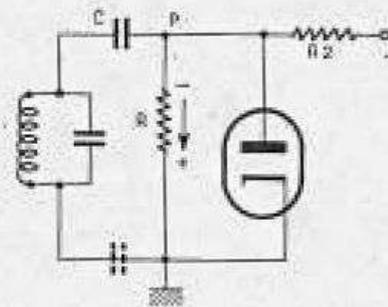


Fig. 5 27. — La tension de commande redressée est prise sur l'anode de la diode.

Les transistors

Tous les moyens de télécommunications, depuis le tam-tam utilisé par les populations noires, en passant par les chevaux de poste du Moyen Age, jusqu'aux ondes décimétriques des temps modernes, ne couvrent qu'une distance limitée.

Il fallait « lire » les signaux du tam-tam et les battre à nouveau, pour les transmettre plus loin, il fallait changer les chevaux de poste et transborder le courrier, il faut transmettre les signaux affaiblis de la radio à un amplificateur, afin de leur redonner une plus grande amplitude.

Les moyens de télécommunications rapides et à longues distances ne débutèrent réellement que grâce à l'introduction des amplificateurs. Le plus récent des composants pour amplificateurs est le transistor. C'est de lui que nous traiterons tout d'abord, avant les « anciennes » lampes, parce qu'il est d'un montage plus simple, et parce que le sujet s'enchaîne mieux avec les quadripôles étudiés dans le chapitre III.

6-1. — Le premier quadripôle amplificateur : le relais télégraphique.

Les transformateurs, les filtres passe-haut et passe-bas, ne font, dans le meilleur des cas, que restituer à la sortie l'énergie introduite à l'entrée. C'est pourquoi ils sont nommés *quadripôles passifs*.

Les techniques de télécommunications ont toujours eu besoin d'éléments amplificateurs, c'est-à-dire d'éléments devant fournir à leur sortie un signal plus puissant que celui qui est appliqué à leur entrée. Ces éléments portent le nom de *quadripôles actifs*.

Le plus ancien d'entre eux a environ 100 ans ; c'est le relais télégraphique polarisé qui, déjà dans la seconde moitié du siècle passé, servait à l'amplification des faibles tensions télégraphiques, ce qui permettait, au moyen de relais, de télégra-

phier depuis l'Angleterre, et à travers toute l'Europe et l'Asie, jusqu'aux Indes.

Le relais télégraphique se compose d'un bobinage pour relais, d'un aimant permanent, et d'une armature mobile portant des contacts inverseurs.

Selon la polarité du signal à l'entrée, l'aimant permanent agit dans l'un ou l'autre sens, et l'armature mobile établit le contact entre la batterie B et l'une ou l'autre des bornes de sortie 3 et 4 (fig. 6-1). Deux conducteurs transmettent les signaux à la première station-relais, où le même phénomène se répète. La liaison à la terre assure le retour.

Ce relais est extrêmement sensible, une très faible tension d'entrée assurant le déclenchement du contact. Si des signaux

Morse, correspondant à des tensions de forme carrée, sont appliquées à l'entrée, on obtient à la sortie des tensions de même forme mais de plus grande amplitude : ces tensions ont été amplifiées. Cette puissance de sortie plus grande provient de la source de courant B, qui est nécessaire au fonctionnement d'un quadripôle actif. On dit aussi que la tension d'entrée commande le courant de la batterie.

Mais par suite de la résistance ohmique, et des différentes pertes dans les longues lignes télégraphiques, une grande partie

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} = 1.$$

C'est seulement en connectant une charge aux bornes 3 et 4, c'est-à-dire ici une résistance ohmique faible, ou même en les court-circuitant, que le courant I_2 peut être rendu plus grand que I_1 .

Le relais télégraphique présente une différence importante avec les quadripôles passifs : la charge aux bornes de sortie n'influe pas sur la résistance d'entrée.



Fig. 6-1. — Représentation schématique d'un relais télégraphique.

de la puissance fournie par la batterie est dissipée dans celles-ci, et c'est une très faible tension qui parvient au relais suivant.

La faible tension U_1 à l'entrée du relais commande donc la forte tension de sortie U_2 . L'amplification de tension A_V est par conséquent :

$$A_V = \frac{U_2}{U_1}$$

Si le bobinage d'entrée du relais reçoit, par exemple, une tension de 0,02 V, et si la tension de la batterie B est de 24 V, nous aurons :

$$A_V = \frac{24}{0,02} = 1200.$$

L'amplification est de 1200 fois la tension d'entrée, ou de 61,5 dB.

Mais le courant I_2 demeure égal dans la totalité du circuit de sortie, et il représente en même temps, grâce à la répétition du va-et-vient du contact, le courant d'entrée I_1 du relais suivant. Malgré l'amplification de la tension, le courant est constamment le même, avant ou après le relais. Il n'y a donc pas amplification de courant A_I .

Que les bornes 3 et 4 soient ouvertes, ou bien qu'elles soient court-circuitées, n'apporte aucune variation à la résistance d'entrée, alors que, dans les transformateurs, nous avons différencié la résistance d'entrée à vide R_{ev} de celle en court-circuit R_{ecc} (fig. 2-24 a et b). Nous devons donc retenir au sujet de ce quadripôle actif :

- qu'il possède une résistance d'entrée égale à la résistance du relais ;
- que, pour sa commande, une puissance d'entrée est nécessaire. Cette puissance naît du courant de commande dans le bobinage, et de la chute de tension créée à ses bornes ;
- que son exploitation exige une source de courant ;
- que cette source de courant fournit la puissance du circuit de sortie ;
- que le circuit de sortie n'influe pas sur celui d'entrée ;
- enfin, qu'en service normal, il y a amplification de la tension d'entrée et de la puissance de sortie, mais aucune amplification de courant.

PRINCIPE DES TRANSISTORS

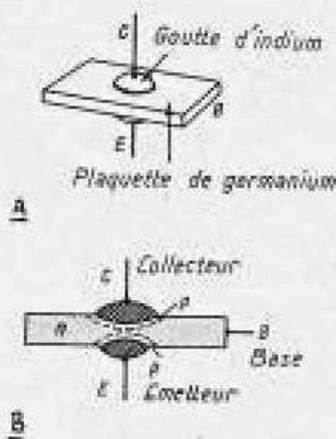


Fig. 6-2. — Structure d'un transistor.

6-2. — Le transistor p-n-p.

Le relais télégraphique, malheureusement, ne faisant appel qu'à des inversions de sens du courant d'entrée, ses contacts ne servant qu'à commuter la tension de la batterie, ne peut donc reproduire des tensions alternatives.

Un des quadripôles amplificateurs de cette forme de tension est le *transistor*. Ce dernier consiste en deux diodes à cristal intimement couplées l'une à l'autre dans un ensemble unique.

De part et d'autre d'une mince plaquette, B, de cristal de germanium de type n, deux pastilles d'indium C et E, (fig. 6-2 a) sont incorporées par *alliage*. Au moment de la fusion des pastilles, quelques atomes d'indium se sont intégrés au germanium, entraînant la formation d'une mince zone de type p (fig. 6-2 b), c'est-à-dire à conduction par « trous » (cf. fig. 5-4).

Les pastilles d'indium et la plaquette de germanium portent des fils de connexion, et sont nommés respectivement (fig. 6-2 b) :

E = *Emetteur*,

B = *Base*,

et C = *Collecteur*.

Les seuls éléments assurant le fonctionnement du transistor sont la plaquette de germanium et les deux minces zones de type p, les pastilles elles-mêmes ne servant que de connexions.

6-3. — L'analogie de fonctionnement.

Pour exposer le principe du transistor (fig. 6-3 a), nous aurons recours à nouveau à l'analogie déjà utilisée, c'est-à-dire au tuyau rempli de sable, auquel, toutefois, une diode a été ajoutée (fig. 6-3 b).

Dans la figure 6-3 c, la diode supérieure n'est pas conductrice. Les bulles de gaz, représentant les trous, sont en haut du tube, et les gouttes d'eau, ou électrons, descendent vers la partie inférieure : aucun courant d'électrons ne devrait avoir lieu dans la partie supérieure. Il est donc facile maintenant de se représenter les bulles de gaz demeurées en bas du tuyau : tendant à remonter, elles ne vont pas demeurer dans le sable mouillé de la zone n, et, puisqu'elles ne trouvent pas toutes passage par la sortie B, elles vont traverser la zone n et parvenir au sommet du tuyau (fig. 6-3 d).

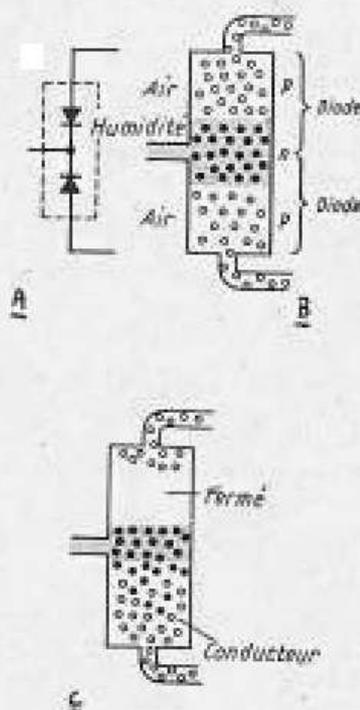


Fig. 6-3. — Comparaison entre le travail d'un transistor et le comportement d'un tuyau rempli de sable.

Ainsi, bien que la diode supérieure ne soit pas conductrice, il y circule cependant un courant de trous, et, par conséquent, un courant d'électrons en sens inverse.

6-4. — Action de commande d'un transistor p-n-p.

Un transistor construit selon le principe défini ci-dessus (c'est-à-dire une suite composée d'un élément p, d'un élément n, et d'un second élément p) porte le nom de transistor p-n-p (fig. 6-4 a).

Pour que les deux diodes soient correctement polarisées, l'émetteur doit être positif, et le collecteur négatif par rapport à la base. Ceci est obtenu à l'aide d'une batterie de piles à prise (fig. 6-4 a).

Si l'on connecte une source de courant alternatif dans le circuit de la base, au moment où les alternances négatives sont appliquées à celle-ci, le courant de trous ou, pour rester fidèle à l'analogie déjà utilisée, le courant de bulles de gaz va augmenter (fig. 5-6), de même que le courant de collecteur, qui va suivre dans la même proportion.

C'est donc le *courant de base* qui commande le courant de collecteur, tout comme, dans un relais télégraphique, la tension d'entrée commande la tension de sortie.

Les bulles de gaz, ou trous, jaillissent avec une telle rapidité vers le collecteur que la presque totalité du courant venant de l'émetteur se porte sur lui, et qu'une très petite partie seulement s'arrête dans le circuit de la base, bien qu'à ce moment la zone émetteur-base soit conductrice.

Le symbole du transistor de la figure 6-4 a est, en pratique, remplacé par celui, simplifié de la figure 6-4 b. La pointe de la flèche indique le sens du courant de trous, elle est donc, comme le symbole de la diode, dirigée en sens inverse du courant d'électrons.

La figure 6-4 c montre une représentation en quadripôle d'un amplificateur à transistor. Ici, pour simplifier, la tension de polarisation de la base n'est pas obtenue par prise sur la batterie, mais à l'aide d'une résistance connectée au pôle négatif. Le courant de collecteur circule à travers une résistance R_c . Ce courant, variable, y provoque une chute de tension correspondante; une tension amplifiée peut donc être prélevée entre les bornes 3 et 4. Des conden-

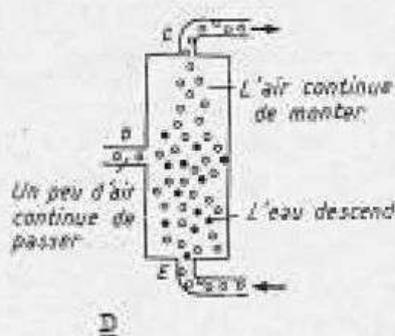


Fig. 6-3. — (suite).

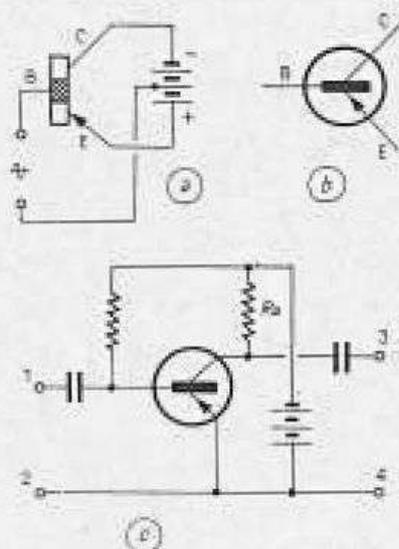


Fig. 6-4. — Représentation schématique et branchement de principe.

RESEAUX DE COURBES CARACTERISTIQUES

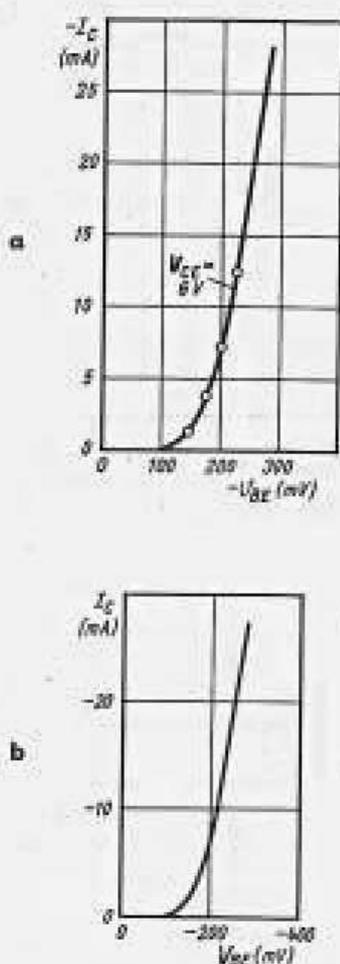


Fig. 6-5. — Diagramme de la tension de base d'un transistor.

sateurs isolent les bornes 1 et 3 du courant continu de la batterie, afin d'éviter toute influence des résistances des circuits adjacents sur la tension de polarisation.

6-5. — Courbe I_C/V_{BE} .

La relation entre les différentes tensions et les différents courants est représentée par des réseaux de courbes.

La courbe caractéristique I_C/V_{BE} montre la relation entre le courant de collecteur I_C et la tension V_{BE} existant entre base et émetteur. Durant tout le relevé, la tension de la batterie U_C doit demeurer stable. Sa valeur ici est de 6 V (fig. 6-5 a). Pour une tension différente, la courbe obtenue ne serait pas la même. L'émetteur est l'électrode de référence, par rapport à laquelle on repère les autres tensions continues.

Dans les réseaux présentés ci-contre, pour rappeler que dans un transistor *p-n-p* la base et le collecteur sont négatifs par rapport à l'émetteur, un signe — a été placé devant les grandeurs, par exemple $-I_C$ et $-V_{BE}$; par contre les chiffres n'ont pas été dotés de signe. On trouve également la notation esquissée dans la figure 6-5 b.

La courbe de la figure 6-5 a nous permet de constater que si l'on rend la base plus négative par rapport à l'émetteur, le courant de collecteur augmente.

Afin d'éviter toute confusion avec d'autres caractéristiques, nous adopterons dans les textes suivants la dénomination de « diagramme de tension de base », au lieu de courbe I_C/V_{BE} .

6-6. — Variations du courant de collecteur en fonction de la température.

Comme dans les diodes à semiconducteurs, les courants des transistors, à température ambiante normale, dépendent de leur échauffement. Dans le graphique représenté figure 6-6, trois courbes donnent les variations de I_C aux températures de 0 °C, + 25 °C et + 50 °C, avec une tension de collecteur V_C constante. Si, à + 25 °C, on fixe le point de fonctionnement, à 240 mV, donnant un courant de 15 mA, on peut constater qu'à + 50 °C, le courant atteindra environ 30 mA, et, qu'à 0 °C, il s'abaissera jusqu'à 5 mA.

De plus, dans ce dernier cas, le point de fonctionnement est reporté dans une partie fortement courbée de la caractéristique.

Il est donc nécessaire de rendre également ce point indépendant de la température, afin d'éviter de fortes variations de I_C . Ce sujet sera traité dans les paragraphes 6-12 et 6-13.

6-7. — Réseau de courbes I_C/V_{CE} .

Ce réseau comporte plusieurs courbes donnant chacune le courant de collecteur I_C pour une tension donnée V_{BE} , ou tension entre base et émetteur; on dit dans ce cas que V_{BE} est le paramètre.

Les valeurs de V_{CE} , ou tension de collecteur, sont représentées en abscisse. Les points ronds blancs représentés sur les quatre premières courbes correspondent aux valeurs indiquées sur la figure 6-5 a, et permettent de constater la relation existant entre ces deux représentations (fig. 6-7).

Dans ce diagramme de tension de collecteur, le courant I_C s'élève très rapidement jusqu'à un coude qui correspond à la tension résiduelle V_{CE0} , qui est d'environ 0,3 V. Ensuite, il demeure à peu près stable même en élevant V_{CE} jusqu'à 10 V. C'est là une propriété des transistors très avantageuse, car elle permet d'employer une résistance de charge élevée dans le circuit de collecteur. En effet, malgré la forte chute de tension résultant d'une valeur ohmique élevée, le courant I_C demeure presque constant. On obtient donc, aux bornes de cette résistance, de grandes variations, et par conséquent une forte amplification de tension.

Au lieu de V_{BE} , on choisit souvent aussi le courant de base I_B comme paramètre pour les courbes. Le diagramme obtenu de cette façon a les mêmes caractéristiques. Les courbes présentent la même montée jusqu'au coude brusque vers la droite, pour ensuite demeurer presque horizontales et parallèles entre elles.

Le diagramme de la figure 6-7 comporte de plus une parabole de puissance pour $P = 50$ mW. (Il a déjà été fait mention de ce genre de courbes dans le paragraphe 5-8 concernant les diodes Zener). Elle est valable pour des transistors maintenus à une température déterminée, et ne doit pas

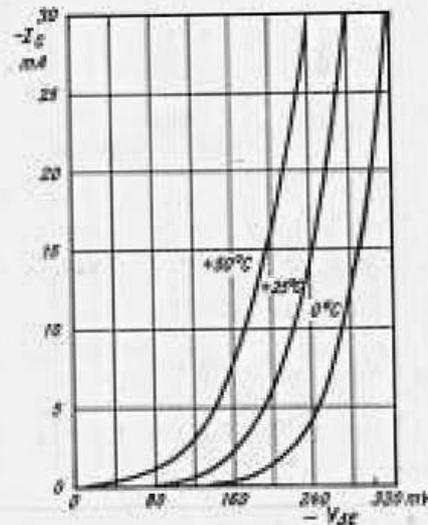


Fig. 6-6. — Caractéristique du courant du collecteur pour différentes températures.

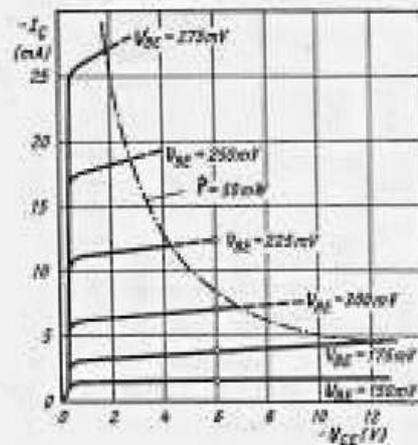


Fig. 6-7. — Diagramme de tension de collecteur.

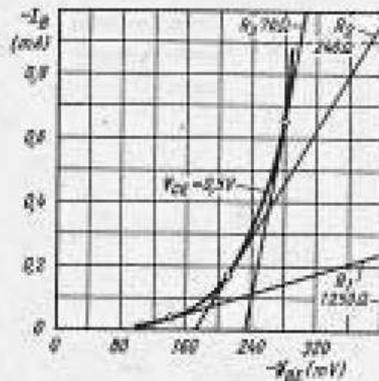


Fig. 6-8. — Diagramme du courant de base.

CIRCUIT EQUIVALENT ET EQUATIONS

être dépassée car le transistor est alors surchargé et peut être détérioré.

6-8. — Courbe I_B/V_{BE} .

La courbe I_B/V_{BE} , ou diagramme du courant de base, montre la relation existant entre la tension de base V_{BE} et son courant I_B . C'est en principe une courbe de redresseur, car la zone base-émetteur travaille comme une diode en état de conduction.

A chaque point de la courbe correspond une valeur différente de résistance d'entrée. Pour en évaluer quelques-unes, les tangentes aux points correspondant à $-V_{BE} = 140, 210, 280$ mV ont été tracées. Leur inclinaison indique les valeurs de V et de I permettant d'obtenir $\Delta V/\Delta I$, qui donne la valeur de résistance recherchée (fig. 5-2). Par exemple :

$$R_i = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{400 - 170 \text{ mV}}{0,96 \text{ mA}}$$

$$= \frac{230}{0,96} = 240 \Omega \text{ (fig. 6-8)}$$

On obtient ainsi les valeurs suivantes :
Point de fonctionnement : 140, 210, 280 mV
Résistance d'entrée : 1250, 240, 70 Ω .

On constate que la résistance d'entrée d'un transistor est réellement basse, et qu'elle dépend fortement du point de fonctionnement choisi. Cet aspect ne doit pas être négligé lors de l'étude de circuits à transistors.

Etant donné que la tension du collecteur influe sur le courant, il y a lieu de relever le diagramme du courant de base avec une tension de collecteur bien déterminée. Dans la figure 6-8, on avait choisi $V_{CE} = 0,5$ V.

6-9. — Circuit équivalent à un transistor.

Les propriétés des transistors peuvent être représentées à l'aide d'un circuit équivalent. La figure 6-9 *a* représente ce circuit équivalent avec le symbole du transistor. En plus, on admet qu'il y a une connexion de base interne B' après la résistance équivalente $R_{B'a}$. Cette dernière est la résistance inévitable que l'on trouve entre le contact de branchement extérieur du transistor et la région de travail effectif de la base. Cette valeur de résistance peut, dans la plupart des cas, être négligée, car elle n'a d'influence que pour les très hautes fréquences. Entre B' et l'émetteur,

$R_{n'n}$ est la résistance directe de cette zone de diode. Elle correspond à la résistance d'entrée mentionnée dans le paragraphe précédent. En parallèle sur cette résistance on trouve la capacité $C_{n'n}$ qui influence l'amplification aux hautes fréquences.

Entre base et collecteur, on trouve la résistance $R_{n'c}$ et la capacité $C_{n'c}$. Cette dernière est la capacité de la couche d'arrêt de la diode supérieure du transistor. Entre émetteur et collecteur, R_{cn} et C_{cn} indiqueront la présence d'une résistance et d'une capacité de sortie, en parallèle desquelles on a représenté une source de tension alternative simulant le courant alternatif de collecteur lorsque le transistor amplifie.

La figure 6-9 b montre le circuit équivalent sous forme de quadripôle. Une représentation simplifiée, destinée aux applications B. F., en est donnée dans la figure 6-9 c.

6-10. — Formules du quadripôle actif équivalent au transistor.

Les propriétés des transistors en tant que quadripôles peuvent être exprimées par différentes formules, aussi les théoriciens utilisent-ils simultanément plusieurs systèmes.

Mais, pour le technicien de circuits ou d'entretien, seules importent les notions permettant de vérifier les transistors et d'expliquer leur fonctionnement dans les montages. Ce sont les propriétés suivantes :

- l'amplification de courant ;
- l'impédance d'entrée ;
- la résistance interne ;
- l'effet de réaction ;
- la pente.

Des abréviations ont été adoptées pour le calcul des quadripôles, les plus couramment employées étant appelées *paramètres hybrides* ou *h* : conformément à cette règle, les valeurs appartenant à l'entrée d'un quadripôle sont désignées par le chiffre 1 accolé en indice à la lettre *h* ; le chiffre 2, également en indice, désigne les valeurs relatives à la sortie. Lorsque l'expression est valable pour les deux à la fois, la lettre est accompagnée des deux chiffres 21, toujours en indice. Par exemple : amplification de courant = h_{21} , qu'on

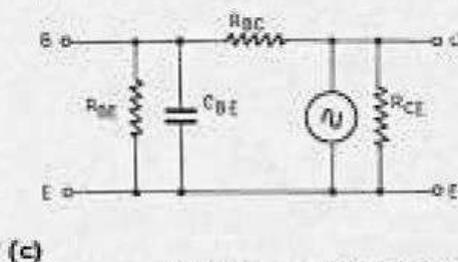
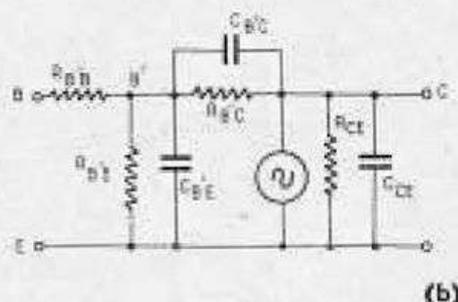
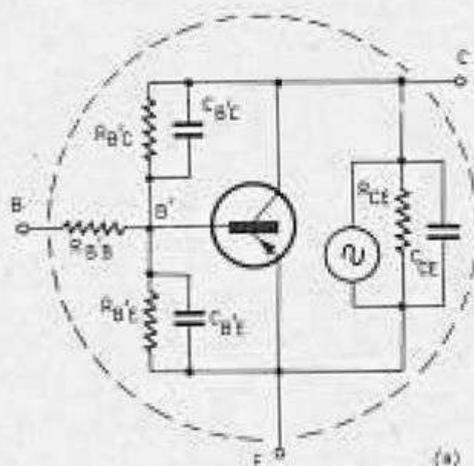


Fig. 6-9. — Circuit équivalent d'un transistor.



Fig. 6-10 a. — Valeurs caractéristiques d'un transistor. Représentation sous forme de quadripôle.

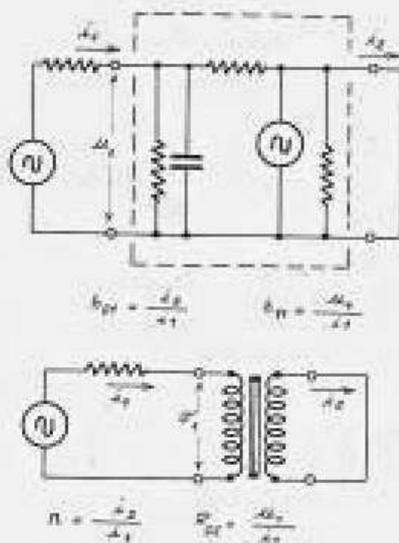


Fig. 6-10 b. — Comparaison du rapport de transformation et de la résistance de court-circuit d'un transformateur.

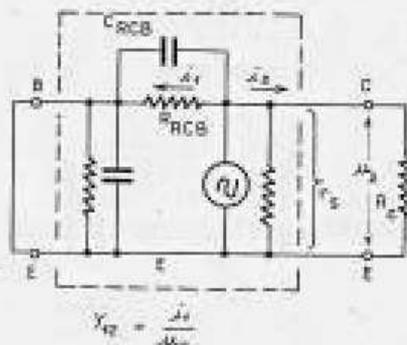


Fig. 6-10 c. — Réaction de l'entrée sur la sortie.

n'exprime pas par « h vingt et un », mais par « h , deux, un ».

● L'amplification de courant est le rapport du courant alternatif de sortie i_2 au courant alternatif de commande à l'entrée i_1 , lorsque la résistance du collecteur R_c est en court-circuit (pour l'alternatif), c'est-à-dire lorsque $u_2 = 0$.

$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1} \text{ pour } u_2 = 0$$

Les notations α ou α_e sont également employées.

L'amplification de courant correspond donc au rapport de transformation de courant n du quadripôle équivalent au transformateur de la figure 2-18. Elle représente une caractéristique importante pour la vérification des transistors, aussi presque tous les appareils destinés à cet usage comportent-ils l'indication du « gain en courant ».

● L'impédance d'entrée est le rapport de la tension d'entrée u_1 au courant d'entrée i_1 , le circuit de sortie étant, comme ci-dessus, en court-circuit :

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1} \text{ pour } u_2 = 0$$

h_{11} correspond donc à la résistance d'entrée en court-circuit R_{ce} du quadripôle équivalent au transformateur de la figure 2-24.

Le circuit équivalent de la figure 6-10 b permet de se rendre compte que la valeur de la résistance de sortie a une influence sur celle d'entrée. En effet, une charge connectée à la sortie réagit sur le circuit d'entrée, approximativement comme dans un transformateur, ce qui n'est pas le cas du relais télégraphique.

L'impédance d'entrée est constituée par la mise en parallèle d'une résistance ohmique et d'une capacité (fig. 6-9 b).

● La résistance interne est la résistance entre les bornes de sortie r_2 lorsque les bornes d'entrée sont en court-circuit (fig. 6-10 c) :

$$r_2 = \frac{u_2}{i_2} \text{ pour } u_1 = 0$$

Les notices techniques indiquent plus couramment l'inverse de r_2 , ou conductance de sortie, soit :

$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2} \text{ pour } u_1 = 0$$

Ici, le circuit équivalent permet de cons-

tater qu'une résistance extérieure connectée au circuit d'entrée influence la résistance interne r_x .

● *L'effet de réaction (de tension).* Les réactions mutuelles entre l'entrée et la sortie sont provoquées par la liaison interne base-collecteur, c'est-à-dire, par $R_{B'C}$ en parallèle avec $C_{B'C}$, dans le circuit équivalent de la figure 6-9 a. Cette résistance réactive est désignée par R_{RCB} et C_{RCB} dans la figure 6-10 c. En B. F., c'est principalement R_{RCB} qui est active, C_{RCB} agissant au contraire en H. F.

La mesure de la réaction se fait à l'aide du courant i_1 circulant dans le circuit d'entrée court-circuité, tandis qu'une tension u_2 est appliquée aux bornes de sortie. Le rapport i_1/u_2 est nommé *pende inverse*. Il a pour abréviation :

$$y_{12} = \frac{i_1}{u_2} \text{ pour } u_1 = 0$$

Mais la réaction, difficile à comprendre, est aussi difficile à mesurer. La figure 6-10 d indique le branchement d'un microampèremètre, dont la résistance ohmique propre doit être très faible, permettant la mesure de i_1 , avec une tension u_2 aux bornes de sortie.

● *La pente.* L'amplification de courant donne la valeur de i_2 pour une valeur déterminée de i_1 . On peut également exprimer la valeur de i_2 en fonction de la tension de commande u_1 appliquée à la base. Cette fois encore les bornes de sortie doivent être court-circuitées.

$$y_{21} = \frac{i_2}{u_1} \text{ pour } u_2 = 0$$

Cette valeur peut également être déterminée d'après le diagramme de tension de base de la figure 6-5. Elle y correspond à la pente de la caractéristique car : $i_2 = \Delta I_C$ et $u_1 = \Delta U_{BB}$.

En H. F., la capacité de réaction C_{RCB} influence fortement la pente, car elle provoque un déphasage dépendant de la fréquence.

Toutes les valeurs caractéristiques dont nous venons de parler sont des grandeurs de calcul théoriques, car on ne met pratiquement jamais en court-circuit ni entrée, ni sortie, des transistors. Mais, par l'utilisation des formules de conversion, et du calcul matriciel, l'ingénieur d'études peut déterminer au mieux les caractéristiques en fonctionnement, par exemple l'ampli-

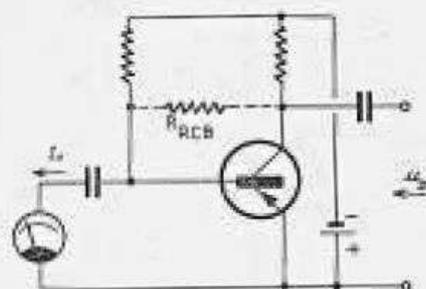


Fig. 6-10 d. — Mesure de la tension de réaction.

VALEURS PRATIQUES D'EMPLOI DES TRANSISTORS

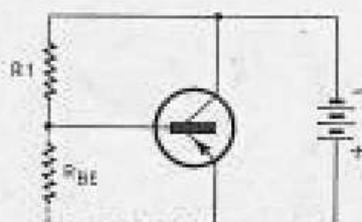
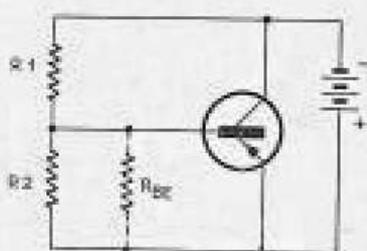


Fig. 6-11. — Détermination
du point de fonctionnement.
a) Résistance de polarisation.



b) Diviseur de tension pour
fixer la tension de base.

fication dynamique, ou la résistance de charge optimale pour un faible signal. Toutefois, ces valeurs en service sont données toutes prêtes, dans les notices techniques des fabricants.

6-11. — Point de fonctionnement - Diviseur de tension de base.

La fixation du point de fonctionnement à l'aide de la résistance de polarisation R_1 de la figure 6-11 a (voir également la figure 6-4 c) est rendue critique du fait des valeurs différentes de l'impédance d'entrée h_{11} des transistors. Celle-ci, soit R_{BE} de la zone base-émetteur (fig. 6-11 a), forme avec R_1 un diviseur de tension. Si R_{BE} varie, comme, par exemple, dans la figure 6-8, de 1250 à 70 Ω ; la répartition des tensions varie également, et c'est une tension incorrecte qui est appliquée à la base. C'est pourquoi l'on fixe la tension de base à l'aide d'un diviseur R_1/R_2 (fig. 6-11 b). Les variations de R_{BE} n'ont plus alors qu'une influence réduite.

Le schéma de la figure 6-11 a est uniquement employé dans les appareils de très petites dimensions, par exemple les amplificateurs pour sourds, et dans les récepteurs très simples à bas prix.

6-12. — Influence de la température et stabilisation du point de fonctionnement.

Mais les variations causées au courant de collecteur par les différences de température ne sont pas compensées par le diviseur de tension R_1-R_2 du paragraphe précédent. Celles-ci peuvent cependant être très grandes dans les récepteurs portatifs ou de voiture. En effet, en hiver les voitures séjournent souvent dehors par des froids très vifs, alors qu'en été, après stationnement au soleil, leur température intérieure peut atteindre 40 à 50° C. Si la tension de base est rendue fixe par un diviseur, le courant de collecteur peut s'élever jusqu'à 30 mA (fig. 6-6).

Pour éviter cet inconvénient, la polarisation doit être rendue automatique. On y parvient en connectant dans le circuit de l'émetteur la résistance R_3 de la figure 6-12 a. La chute de tension à ses bornes, rend la base positive par rapport à l'émetteur.

Mais cela a déplacé le point de fonctionnement, il faut donc contrebalancer l'effet de cette tension de polarisation par une tension négative. Pour cela, il suffit de porter le point milieu du diviseur R_1 - R_2 à une valeur plus négative. Un exemple numérique est donné dans la figure 6-12 a pour une température normale.

Lorsque la température monte, augmentant le courant d'émetteur (qui est à peu près égal à celui de collecteur), et par conséquent la chute de tension aux bornes de R_3 , la tension entre base et émetteur, par contre, diminue, mettant un frein à l'augmentation du courant. La résistance R_3 stabilise donc bien le point de fonctionnement à l'égard des variations de température.

Mais ce montage entraîne la perte d'une partie de la tension d'alimentation : sur une batterie de 6 V, usuelle dans les récepteurs à transistors, on sacrifie une tension de 0,5 à 1 V.

Souvent aussi, la tension de base est obtenue à l'aide d'une cellule « Stabilityt » de Neumann (1), de 1,5 V (fig. 6-12 b), qui, mieux encore qu'un diviseur de tension, en assure la stabilité sans dissipation de puissance, laquelle peut, avec le procédé précédent et plusieurs transistors, devenir importante. La compensation de température reste commandée par R_3 , qui continue à déterminer la tension de polarisation exacte.

6-13. — Stabilisation des étages de sortie.

Afin que le courant interne de base n'influe pas trop sur la tension de polarisation, il est nécessaire de faire dissiper dans le diviseur de tension une puissance supérieure à celle dissipée par la base elle-même.

Pour les faibles courants des étages préamplificateurs, cela n'a guère d'importance, mais dans les étages de sortie, où les courants de base sont considérables, la puissance dissipée dans les diviseurs de tension constitue une charge trop élevée pour la batterie d'alimentation. Pour la réduire, on connecte une thermistance dans la partie inférieure du diviseur.

Lorsque la température s'élève, la valeur ohmique de la thermistance diminue,

(1) En Allemagne.

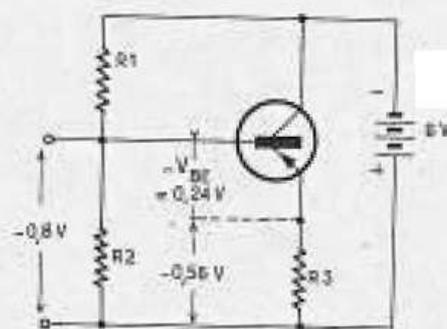
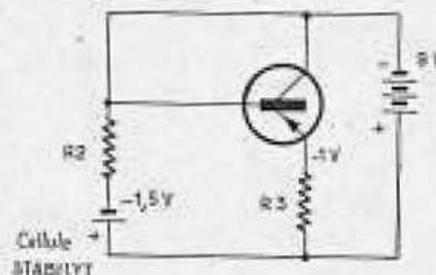


Fig. 6-12. — Stabilisation du point de fonctionnement.
a) Diviseur de tension pour la tension de base et résistance de l'émetteur.



b) Tension de polarisation fixe, et résistance de l'émetteur.

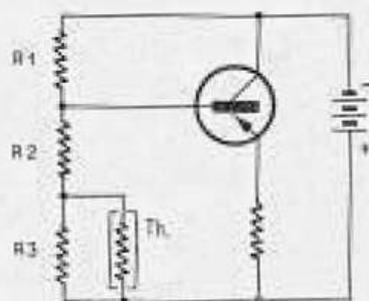


Fig. 6-13. — La stabilisation d'un transistor de puissance par adjonction d'une thermistance dans le circuit diviseur de la tension de base.

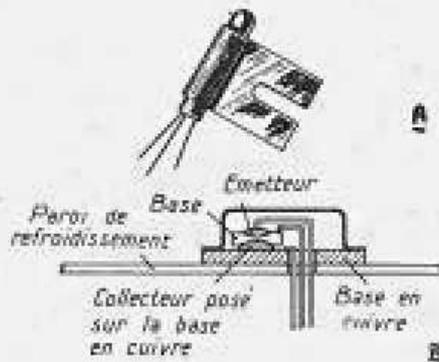


Fig. 6-14. — Refroidissement d'un transistor.
 a) Ailette de refroidissement.
 b) Transistor de puissance disposé sur une surface de refroidissement.

réduisant la tension de base, et, par conséquent, stabilisant le courant de collecteur.

Les valeurs de R_1 et R_2 sont calculées pour obtenir un équilibre exact, car les thermistances disponibles ont des résistances relativement élevées.

6-14. — Refroidissement des transistors de puissance.

La température ambiante n'est pas seule à influencer le point de fonctionnement des transistors, l'échauffement provoqué par la puissance qu'ils dissipent joue également un rôle important.

En effet, lorsque, sous l'action de sa propre consommation, un transistor s'échauffe, le courant de collecteur s'élève augmentant encore sa température. Cet effet cumulatif de la température peut mener jusqu'à l'auto-destruction du transistor.

Il ne suffit donc pas de stabiliser le point de fonctionnement, il faut prévoir l'évacuation de la chaleur produite par les transistors eux-mêmes.

Les petits transistors peuvent être placés dans une ailette de refroidissement, vissée sur le châssis (fig. 6-14 a).

Les boîtiers des transistors de puissance comportent un socle massif, offrant une large surface de contact avec les châssis, ou une plaque de refroidissement, formant radiateur. Le collecteur, étant la principale source de chaleur, présente une grande surface de contact avec le socle (fig. 6-14 b). Lorsque la liaison galvanique entre collecteur et châssis est gênante, on interpose une mince feuille de mica entre ce dernier et le transistor.

Ailettes de refroidissement, ou flasques renforcées des transistors, tout en tenant lieu de fixation mécanique, sont avant tout des moyens permettant l'évacuation de la chaleur dégagée. De ce fait, les transistors fixés de cette façon ne doivent pas être démontés en cours de fonctionnement.

6-15. — Capacité d'entrée et fréquence de coupure des transistors.

La capacité $C_{N'N}$, entre base et émetteur du circuit équivalent de la figure 6-9 est relativement élevée, et sa valeur peut atteindre plusieurs centaines de pF. La résistance $R_{N'N}$ en parallèle forme avec

elle un dispositif RC identique à celui de la figure 3-34. Toutefois, $R_{B'}$ étant de faible valeur, la fréquence à laquelle commence l'action nuisible de $C_{B'E}$ est repoussée assez haut.

Lorsque l'impédance d'entrée décroît, le courant d'entrée i_1 augmente, d'où résulte une diminution de l'amplification en courant, puisque le dénominateur de la fraction $h_{21} = i_2/i_1$ augmente.

La fréquence à laquelle l'amplification tombe à 70 % de sa valeur pour 1 kHz est appelée *fréquence de coupure*.

L'indication de cette fréquence dans les notices techniques ne signifie donc pas que le transistor n'est pas utilisable à des fréquences plus élevées, mais simplement qu'au-delà il amplifie moins. Il faut noter également qu'à ces fréquences, la capacité d'entrée provoque des déphasages.

6-16. — Capacité réactive.

La capacité $C_{n'c}$ (fig. 6-9 a et b), ou $C_{n.cn}$ (fig. 6-10), responsable de l'effet de réaction, est en principe la capacité de la couche d'arrêt de la diode supérieure du transistor dans le sens de non-conduction. La valeur de cette capacité, de l'ordre de 10 à 20 pF, perturbe le fonctionnement en H. F. La figure 5-9 c montre qu'elle dépend de la tension, et, par conséquent, des conditions d'emploi du transistor. Il est donc nécessaire d'en tenir compte lorsque l'on fait varier le point de fonctionnement, comme dans la *commande automatique du gain*, dont nous parlerons plus loin.

Plus la tension inverse (fig. 5-9 c) est élevée, moins grande est la capacité de la couche d'arrêt. C'est pourquoi l'on emploie parfois une tension plus élevée pour les circuits H. F.

6-17. — Courant de repos.

Nous savons (paragraphe 5-2) que, dans le sens de non-conduction, un faible courant circule dans une diode. Dans les transistors, les courants internes se superposent de telle sorte que, lorsque le transistor est de bonne qualité, le courant du circuit de base est très faible. Mais, lorsqu'on inverse les polarités, une partie du courant de non-conduction de collecteur y circule. Dans les modèles de mauvaise qualité, il s'ajoute au courant de base, et peut même le dépasser. Ce courant résiduel I_{CO} est fonction de la température, et peut, par conséquent, créer des difficultés d'uti-

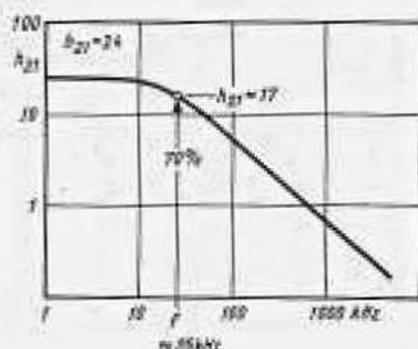


Fig. 6-15. — A la fréquence limite d'un transistor, l'amplification de courant tombe à 70 % de ce qu'elle est pour la fréquence de 1 kHz.

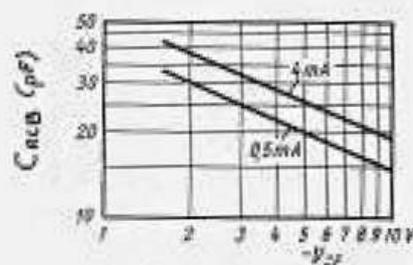


Fig. 6-16. — La capacité réactive d'un transistor varie avec la tension et le courant de l'émetteur.

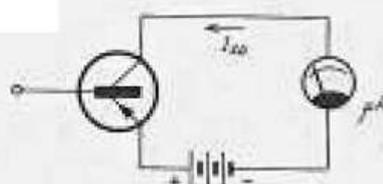


Fig. 6-17. — Le courant de collecteur circule même lorsque la base n'est pas reliée.

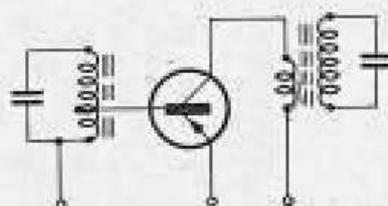


Fig. 6-18. — Le couplage d'un circuit oscillant à un transistor doit être effectué en adaptant convenablement les impédances.

lisation. Sa valeur sert de mesure de la qualité.

La figure 6-17 montre la façon d'en effectuer la mesure, c'est-à-dire avec la base « en l'air ». Sur les appareils de mesure pour transistors figure l'expression I_{CO} .

Le courant résiduel maximal est indiqué dans les notices techniques, il ne doit pas dépasser quelques centaines de microampères. Le circuit d'essai est aisé à réaliser, mais il ne faut pas manquer de s'assurer que la connexion de base est bien isolée, le moindre courant de fuite faussant la mesure.

6-18. — Adaptation.

La résistance, ou plutôt l'impédance d'entrée, et la résistance interne des transistors sont notablement plus faibles que l'impédance à la résonance d'un circuit oscillant. Si l'on connecte celui-ci directement en parallèle sur un transistor, il sera fortement amorti, et sa sélectivité sera médiocre.

Le circuit doit donc être adapté au transistor au moyen, soit d'une prise sur le bobinage, soit d'un enroulement de couplage approprié (fig. 3-12 ou 3-13).

L'amplification optimale est obtenue lorsque le nombre de spires est tel que l'impédance du circuit oscillant, réduite, est égale à celle du transistor.

EXEMPLE. — L'adaptation d'un circuit oscillant d'impédance $Z = 100 \text{ k}\Omega$, et dont le bobinage comporte 140 spires, à un transistor d'impédance d'entrée = $R_A = 600 \Omega$ ou $0,6 \text{ k}\Omega$, est réalisée par :

$$Z = n^2 \times R_A ; n^2 = \frac{Z}{R_A} = \frac{100}{0,6} = 167 ;$$

$$n = \frac{N_1}{N_2} ; N_2 = \frac{N_1}{n} = \frac{140}{13} \approx 11 \text{ spires}$$

Le transistor étant connecté en parallèle sur une petite partie seulement du bobinage l'influence de sa capacité d'entrée C_{BE} est diminuée (fig. 3-12), et le circuit oscillant est moins amorti.

EXEMPLE. — $C_{BE} = C_2 = 570 \text{ pF}$.

$$C_1 = \frac{C_2}{n^2} = \frac{570}{167} = 3,4 \text{ pF}$$

La valeur, tout d'abord élevée, de la capacité d'entrée du transistor se trouve donc, par rapport au circuit oscillant, réduite à $3,4 \text{ pF}$.

6-19. — Le transistor n-p-n.

Les mêmes propriétés que celles du transistor *p-n-p* résultent de l'assemblage d'un élément *p* et de deux éléments *n*, mais le procédé de fabrication est différent. Les jonctions ne sont pas obtenues par alliage, mais par « tirage » d'une fonte de germanium.

Afin de rendre la zone de la diode supérieure du transistor non conductrice, la polarité est inversée. Les techniques d'utilisation sont identiques à celles des transistors *p-n-p*.

La production de ce type de transistor est, jusqu'à présent, demeurée relativement faible.

6-20. — Transistors « complémentaires ».

Les physiciens en semiconducteurs ont créé des paires de transistors, appelés « complémentaires », consistant en un type *p-n-p* et un type *n-p-n* exactement de mêmes valeurs.

Ces transistors permettent la réalisation de circuits extrêmement simples, comme celui de l'amplificateur à deux étages de la figure 6-20. Le collecteur du premier transistor commande directement la base du second, et le nombre des composants nécessaires est réduit au minimum.

Actuellement, l'usage de ces transistors est encore peu répandu, car non seulement l'obtention de deux types possédant les mêmes caractéristiques est difficile, mais il est plus difficile encore de retrouver ces mêmes caractéristiques dans des fabrications de séries différentes.

6-21. — Transistors à base diffusée.

Bien que la couche de type *n* constituant la base d'un transistor normal soit très mince, les trous provenant de l'émetteur mettent un certain temps pour la traverser avant de parvenir au collecteur (fig. 6-21 a).

Lorsqu'une tension très haute fréquence (≈ 100 MHz, par exemple) est appliquée entre base et émetteur, sa polarité aura déjà été inversée sur la base, avant que les trous aient atteint le collecteur. Le courant de collecteur subira, par rapport à la tension de commande, un retard d'autant plus grand que la fréquence sera plus élevée.

FABRICATIONS SPECIALES

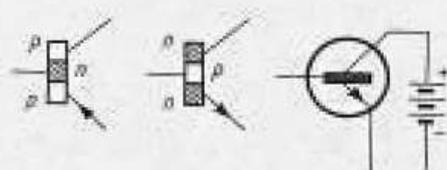


Fig. 6-19. — Dans le cas d'un transistor n-p-n, la tension du collecteur est positive. Un tel transistor se comporte exactement comme une lampe au point de vue tension.

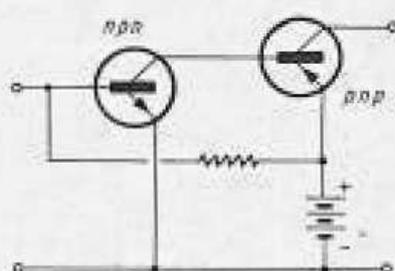


Fig. 6-20. — Au moyen de transistors complémentaires on réalise des circuits amplificateurs extrêmement simples.

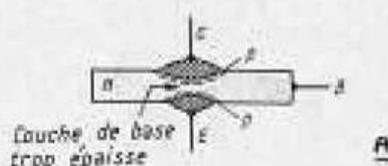


Fig. 6-21. — a) Structure d'un transistor. La base est une plaque solide de germanium, les zones base et collecteur sont obtenues par alliage.

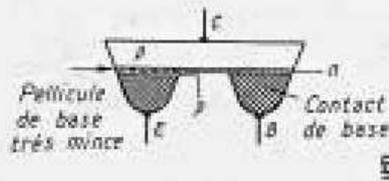


Fig. 6-21. — b) Transistor à diffusion : la très mince couche de base est obtenue par pénétration de matériau *n* dans la plaquette constituant le collecteur, l'émetteur E étant constitué par une deuxième couche mince de type *p*.

Cela nuit considérablement à l'amplification, et augmente les difficultés de réalisation de récepteurs V. H. F. à transistors.

On est parvenu à les diminuer en réalisant une base extrêmement mince au moyen d'un procédé qui porte le nom de *diffusion*. Sur une plaquette de germanium *p* sont disposées deux minuscules billes d'alliage de germanium *n* qui sont traitées thermiquement de façon qu'elles « diffusent » dans la plaquette de type *p* une couche *n*, de quelques millièmes de millimètres d'épaisseur, couche qui constituera la base.

L'une de ces billes représente le contact de la base, l'autre, produisant en outre une mince couche de type *p* (fig. 6-21 *b*), représente le contact d'émetteur.

C'est d'après ce principe que sont fabriqués les transistors spéciaux pour V. H. F.

Les Tubes

Le principe fondamental de la technique des lampes repose, ainsi que nous l'avons déjà vu brièvement dans le paragraphe 5-14, sur l'émission et le déplacement d'électrons dans un espace vide d'air.

Il faut donc tout d'abord provoquer leur extraction de la matière conductrice. Elle est obtenue en portant le conducteur — la cathode incandescente — à une température élevée au moyen d'une tension de chauffage.

Les électrons, en quelque sorte « vaporisés », entourent d'abord la cathode d'une sorte de nuage électronique : la charge d'espace. Pour les attirer sur une autre électrode, il est nécessaire d'y créer une différence de potentiel : c'est là qu'intervient la tension anodique.

Leur flux est commandé par une autre tension, la tension de grille, dont l'action est déterminante sur l'amplification.

La technique des lampes compte une cinquantaine d'années d'existence, et durant cette période des expressions et symboles ont été établis. Ce sont eux que nous emploierons ici, bien qu'aujourd'hui, par analogie avec la technique des transistors, les symboles employés dans les quadripôles seraient plus indiqués.

7-1. — Cathode à chauffage direct.

Dans l'ensemble d'électrodes se trouvant à l'intérieur de l'ampoule vide d'air, la cathode représente l'élément fondamental. Dans les lampes à chauffage direct, elle consistait en un filament incandescent, analogue à celui des lampes d'éclairage, simple fil de tungstène très fin recouvert d'oxyde de baryum, matière dont le pouvoir émissif est très grand (fig. 7-1).

Les lampes à chauffage direct étaient employées dans les récepteurs portatifs et alimentées par piles sèches ou accumulateurs rechargeables. On fabriquait alors, déjà avec une très faible puissance de chauffage, par exemple $1,2 \text{ V} \times 0,025 \text{ A} = 0,03 \text{ W}$, des lampes-batterie. Depuis l'avènement des transistors, ces lampes sont devenues inutiles.

7-2. — Cathode à chauffage indirect.

Dans les lampes à chauffage indirect, la couche de baryum est fixée sur un tube

CONSTITUTION DES TUBES

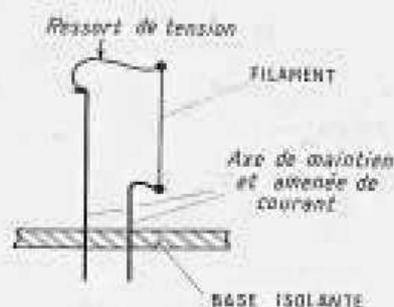


Fig. 7-1. — Disposition du filament dans un tube à chauffage direct.

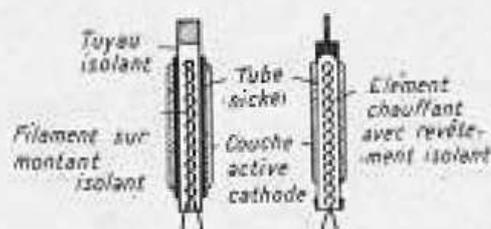


Fig. 7-2. — Structures de cathodes à chauffage indirect.

de nickel, à l'intérieur duquel, isolé, se trouve le filament. La surface de la cathode est ainsi chauffée par le rayonnement de la chaleur émise par le filament. Celui-ci est, soit enroulé sur un bâtonnet de matière réfractaire et isolante, et placé dans un petit tube en céramique, soit enroulé sur lui-même, et noyé dans une matière isolante (fig. 7-2).

Le chauffage indirect donne à l'ensemble une certaine inertie thermique. Les variations de tension et de température du filament n'agissent pas directement sur la cathode, et même avec un chauffage en courant alternatif, on obtient une émission d'électrons parfaitement régulière. C'est donc uniquement cette disposition qui est employée pour les lampes chauffées en courant alternatif, car les cathodes à chauffage direct provoqueraient un fort gonflement.

7-3. — Grille et anode.

L'anode entoure la cathode sous la forme d'un tube constitué par une feuille de métal ou un treillis métallique, isolé, et qui peut être de forme ronde, rectangulaire ou ovale.

Entre cathode et anode, se trouvent une ou plusieurs grilles, isolées les unes des autres, et constituées par des enroulements hélicoïdaux, dont les spires sont maintenues par des tiges longitudinales, ou, dans les lampes pour V. H. F., fortement tendues et rigides, puis soudées.

Dans certains types de lampes, dites à *pente variable*, une partie des spires est enroulée avec un « pas » plus large (fig. 7-3).

L'ensemble des électrodes est solidement relié par des supports de verre, de mica ou de céramique. Les cathodes à chauffage direct, sont fortement tendues par des étriers, et ceux-ci sont soudés après leur montage dans l'ampoule.

L'air contenu dans celle-ci est ensuite pompé par le « queusot de pompage » qui est coupé et soudé. Puis, le « getter », petite pastille d'oxyde de baryum, qui a été placée dans l'ampoule à cette intention, est vaporisé par une source extérieure, améliorant le vide obtenu par pompage en déposant sur la paroi interne une couche métallique blanchâtre, qui fixe les restes de gaz.

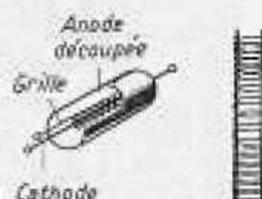


Fig. 7-3. — Système élémentaire d'une triode (à gauche) et grille d'un tube dit à pente variable (à droite).

7-4. — Classification des lampes.

Les lampes n'ayant qu'une anode et une cathode sont employées au redressement des tensions alternatives. Lorsqu'elles ont en plus une ou plusieurs grilles, elles servent à l'obtention et à l'amplification de ces mêmes tensions.

En général, les noms donnés aux lampes, on dit aussi « tubes », dérivent du nombre total de leurs électrodes, ou du nombre et de la destination de leurs grilles ; toutefois, le filament ne participant pas directement

au fonctionnement, ses connexions ne sont pas comptées comme électrodes.

Dans une même ampoule se trouvent souvent réunis plusieurs ensembles indépendants.

Les différents types de lampes européennes sont désignés par des groupes de lettres et de chiffres, qui indiquent leur tension de chauffage et leur emploi. Les principales abréviations employées pour les lampes radio sont données dans le tableau ci-dessous.

	1 ^{re} lettre		Lettres suivantes
Chauffage direct par batterie 1,25 à 1,4 V	D	Diode	A
Chauffage indirect 6,3 V pour récepteur sur secteur alternatif .	E	Double diode	B
Courant de chauffage = 300 mA, pour téléviseur	P	Triode	C
Chauffage indirect série, courant = 100 mA, pour récepteur « tous courants »	U	Pentode H. F.	F
		Hexode	H
		Pentode finale B. F.	L
		Indicateur d'accord	M
		Redresseurs haute tension	
		monoalternance	Y
		double alternance	Z

Les chiffres indiquent le culot et le développement de la série (plus le chiffre est élevé, plus la lampe est récente).

Actuellement, les séries en cours sont :

Culot *Normal* = 9 broches : de 80 à 89.

Culot *Miniature* = 7 broches : de 90 à 99.

EXEMPLE.

EABC 80 = Tube pour récepteur secteur alternatif, tension de chauffage 6,3 V, comprenant : 1 diode, 1 double diode, 1 triode.

ECH 81 = Tube pour récepteur secteur alternatif, tension de chauffage 6,3 V, comprenant : 1 triode, 1 hexode.

PCL 82 = Tube pour récepteur de télévision, courant de chauffage 300 mA, comprenant : 1 triode, 1 pentode finale B.F.

Désignation internationale	Désignation d'après le nombre ou l'emploi des grilles
Diode	
Triode	
Tétrade	Bigrille ou lampe à écran
Pentode	Trigrille
Hexode	Quatre grilles - Changeuse de fréquence
Heptode	Cinq grilles - Changeuse de fréquence
Octode	Six grilles - Changeuse de fréquence

7-5. — Désignation des électrodes. Symboles.

Des lettres « minuscules » désignent les électrodes : filament = f, cathode = k, anode = a, ou p (pour plaque). Les grilles sont, en plus, numérotées depuis la cathode :

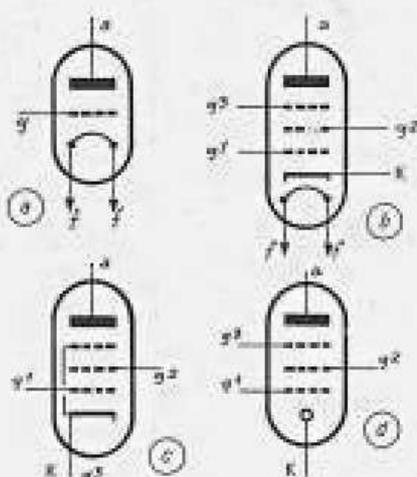


Fig. 7-5. — Représentation symbolique des tubes.



Fig. 7-6. — Structure d'un tube avec ambase en verre pressé.

LA TRIODE

La grille 1 : g_1 , est la *grille de commande*, car c'est elle qui fixe l'intensité du courant électronique circulant dans la lampe. La grille 2 : g_2 , est nommée *grille-écran*, car elle régularise le courant et sert de blindage entre grille et anode.

La grille 3 : g_3 , est appelée *grille supresseuse*. Elle bloque certains phénomènes perturbateurs prenant souvent naissance dans les lampes à deux grilles, et elle est souvent reliée à la cathode à l'intérieur de la lampe.

Symboles employés dans les schémas pour représenter les lampes :

Triode à chauffage direct : figure 7-5 a ;
Pentode à chauffage indirect : figure 7-5 b, g_3 non reliée à l'intérieur ;

La même simplifiée : figure 7-5 c, g_3 reliée à l'intérieur ;

Pentode à chauffage indirect : figure 7-5 d, cathode représentée de façon simplifiée.

7-6. — Forme de l'ampoule et culot.

La base de l'ampoule est une rondelle de verre pressé, dans laquelle sont immobilisées les broches de contact extérieures, disposées circulairement, qui, dans leurs prolongements intérieurs servent également aux électrodes.

Les séries standards de tubes comportent des culots à 7 broches (série « *Miniature* ») et à 9 broches (série « *Noval* »). L'ampoule est de forme cylindrique et porte au sommet une pointe qui a été fermée après pompage. (Les diodes et redresseurs ont été examinés au chapitre 5.)

7-7. — Action de la grille.

Le point de référence des tensions de service des lampes est toujours la cathode. Par rapport à elle, la grille reçoit une tension négative faible, et la plaque, ou anode, une tension positive élevée. Il se forme donc deux différences de potentiel à l'intérieur de la lampe.

La tension positive de l'anode engendre, comme dans les redresseurs, un courant anodique, tandis que la tension négative de grille a un sens et une action inverses : elle force au retour vers la cathode une partie du flux électronique, et, par conséquent, tend à diminuer le courant d'anode, et cela proportionnellement à sa valeur

propre. Plus elle est négative, plus le courant diminue : ainsi une tension appliquée à la grille peut commander l'intensité du courant anodique.

Cette tension ne doit jamais être positive ; la grille se comportant alors comme une anode, un courant prendrait naissance dans le circuit, et apporterait une forte perturbation au fonctionnement normal de la lampe.

La triode nécessite donc 3 tensions :

1. La tension de chauffage du filament V_f , qui peut être fournie par le secteur ou par batterie.
2. La tension anodique V_a , engendrant le courant d'anode.
3. La tension de polarisation de grille V_g , permettant le contrôle du courant d'anode.

Ces tensions sont, pratiquement, presque toujours fournies par le secteur.

7-8. — Caractéristique de grille. Pente.

La caractéristique de tension de grille, ou courbe I_a/V_g , est obtenue en faisant varier V_g par paliers et en relevant les valeurs de I_a correspondantes, en maintenant V_a stable.

Cette courbe démontre que, lorsqu'on diminue la tension négative de grille V_g , le courant anodique I_a s'élève d'une quantité assez importante : une petite variation de V_g crée donc une variation plus grande de I_a .

La différence de courant anodique créée par une variation de 1 V de la tension de grille porte le nom de *pente* de la caractéristique, ou *transconductance*. Elle est désignée couramment par la lettre *S* et donnée pour le centre de la caractéristique. Dans la figure 7-8, la pente est de 2 mA pour 1 V grille, soit 2 mA/V.

Lorsque la mesure pour 1 V est trop imprécise, on relève les variations de I_a pour deux tensions V_g écartées de 10 V, et l'on divise la valeur de la différence par 10. Généralement :

$$\text{Pente} = \frac{\text{Variation du courant anodique}}{\text{Variation de tension de grille}}$$

pour une tension anodique V_a constante, soit :

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} \text{ mA/V (pour } V_a \text{ constant).}$$

La pente est une grandeur importante qui permet de juger la qualité d'une lampe.

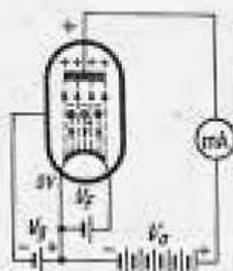


Fig. 7-7. — Tensions de service d'une triode.

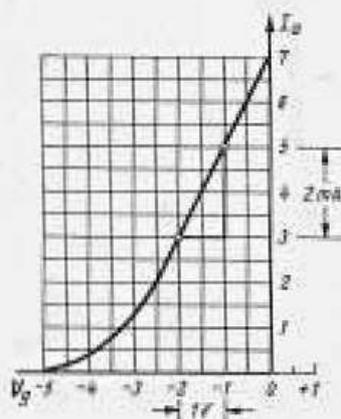


Fig. 7-8. — Explication de la caractéristique de la tension de grille (pente).

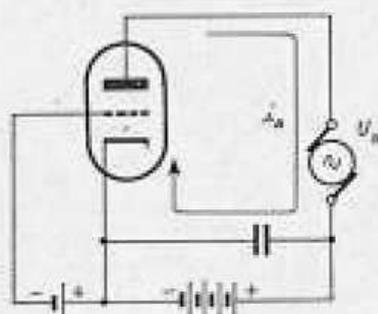


Fig. 7-9. — Détermination de la résistance interne d'un tube au courant alternatif.

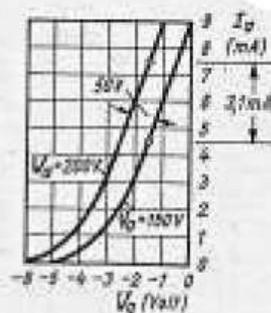


Fig. 7-10. — Détermination de la résistance interne au moyen de deux courbes caractéristiques de tension de grille.

7-9. — Résistance interne.

Lorsqu'une source de tension alternative est connectée au circuit d'anode d'une lampe, et lorsqu'un condensateur de valeur élevée, découplant la source de tension continue (fig. 7-9), lui offre un chemin de retour vers la cathode, cette tension alternative v_a donne naissance à travers la lampe à un courant alternatif i_a qui se superpose au courant continu I_a .

L'espace cathode-anode présente alors au courant alternatif une résistance, nommée *résistance interne* R_i ou r (r_0), dont la grandeur, variable selon le type de lampe, est pratiquement indépendante de la fréquence.

R_i n'a rien de commun avec la résistance en courant continu présentée par la lampe à la tension d'anode, et ne peut pas par conséquent être mesurée avec des moyens ordinaires, comme, par exemple, la mesure du courant anodique continu I_a .

7-10. — Détermination de R_i .

Une tension V_a plus élevée que celle de la figure 7-8 donne une courbe parallèle à la première, avec des valeurs de courant plus élevées, car le nombre d'électrons attirés sur l'anode a augmenté (fig. 7-10). Ces deux courbes vont permettre de déterminer la valeur de R_i .

EXEMPLE. — Lorsqu'une tension alternative de, par exemple, 25 V de crête est mise en série avec une tension anodique V_a de 175 V, celle-ci varie de $175 - 25 = 150$ V à $175 + 25 = 200$ V. Elle oscille donc, entre les deux courbes, de 150 à 200 V (fig. 7-10).

Avec une tension négative de grille de $-1,5$ V on obtient les valeurs suivantes :

$$\begin{array}{rcl} V_a = 200 \text{ V} & I_a = 7,6 \text{ mA} \\ V_a = 150 \text{ V} & I_a = 4,5 \text{ mA} \\ \hline \Delta V_a = 50 \text{ V} & \Delta I_a = 3,1 \text{ mA} \end{array}$$

La variation de tension de 50 V a entraîné une variation de courant de 3,1 mA. Ces chiffres permettent de calculer la valeur de R_i (loi d'Ohm) :

$$R_i = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{50 \text{ V}}{3,1 \text{ mA}} = 16 \text{ k}\Omega$$

(pour V_g constante)

R_i est la seconde valeur importante pour la détermination des propriétés d'une lampe.

7-11. — Point de fonctionnement.

S et R_i permettent d'apprécier les principales propriétés des lampes, aussi sont-elles indiquées dans toute table ou notice technique les concernant.

Une troisième grandeur caractéristique est le coefficient d'amplification inverse G , qui permet de fixer l'allure des courbes pour diverses tensions d'anode. Elle correspond à la formule :

$$G = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} \text{ (pour } I_a = \text{constant)}$$

Mais cette grandeur n'est pas très expressive, et pratiquement on utilise son inverse :

$$\frac{1}{G} = \frac{\Delta V_g}{\Delta V_a} = \mu$$

qui est nommé *coefficient d'amplification* μ , car il donne l'amplification de tension maximale de la lampe.

En service normal, et pour une tension anodique V_a déterminée, une tension continue fixe, appelée *tension de polarisation*, est appliquée à la grille. Pour cette tension V_g , il circule un courant anodique, appelé *courant de repos*, dont la valeur correspond à un point situé généralement au centre d'une partie rectiligne de la caractéristique : c'est le *point de fonctionnement*.

Les tensions V_a et V_g , le courant de repos, ainsi que la pente S , permettent ensemble d'en fixer la position sur la courbe.

7-12. — Diagramme de tension anodique, ou réseau I_a/V_a d'une triode.

Pour établir ce diagramme, il est nécessaire de relever une série de courbes, correspondant chacune à une tension de polarisation V_g fixe, avec des valeurs de tension anodique croissantes.

Toutes ces courbes montent rapidement vers la droite, car V_a , en s'élevant, donne un courant I_a de plus en plus élevé. Leur inclinaison permet la mesure de R_i :

$$R_i = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} \text{ (voir fig. 7-10)}$$

Cette pente rapide des courbes de triodes dénote une faible résistance interne R_i . Par exemple, pour les types suivants : ECC 81 $\approx 10 \text{ k}\Omega$; EC 92 $\approx 12 \text{ k}\Omega$; ECC 83 $\approx 60 \text{ k}\Omega$.

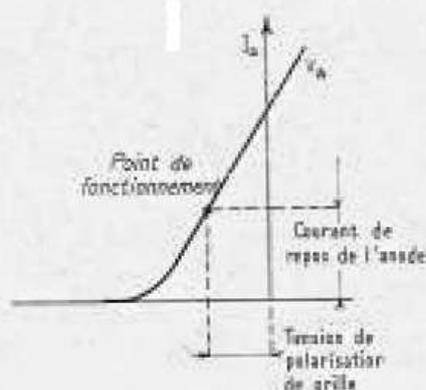


Fig. 7-11. — Point de fonctionnement d'un tube sur la caractéristique de tension de grille.

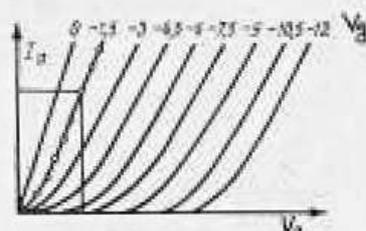


Fig. 7-12. — Diagramme des tensions anodiques dans une triode.

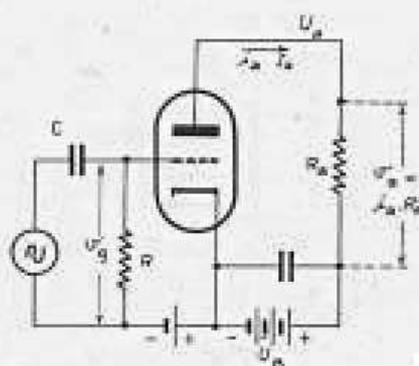


Fig. 7-13. — Chute de tension sinusoïdale aux bornes d'une résistance dans le circuit d'anode.

LES TUBES A PLUSIEURS GRILLES

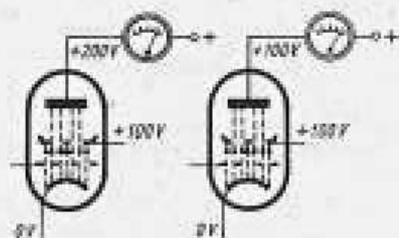


Fig. 7-14. — Stabilisation du courant anodique, sous une tension irrégulière d'anode, par l'action de la grille-écran.

7-13. — Résistance d'anode et amplification.

La tension alternative v_g est transmise à la grille de commande par le condensateur C (fig. 7-13), la tension de polarisation V_g par la résistance R .

Le courant alternatif correspondant i_a crée aux bornes de la résistance R_a du circuit d'anode une tension alternative v_a , qui est plus élevée que v_g dont elle est issue. Le rapport v_a/v_g est l'amplification A , ou gain G , de la lampe.

A indique combien de volts de tension alternative de sortie on obtient pour une tension alternative de grille de 1 V. Ainsi, $A = 20$ signifie qu'une tension d'entrée de 1 V produit une tension de sortie de 20 V. L'amplification augmente avec S et la valeur de R_a , car courant et tension alternatifs sont alors plus élevés. Par contre, elle diminue avec R_l , car celle-ci est connectée en parallèle sur R_a :

$$A = S \times \frac{R_l \times R_a}{R_l + R_a} \text{ (en mA/V et k}\Omega\text{).}$$

R_a peut être une impédance, par exemple un transformateur ou un circuit oscillant.

7-14. — Le rôle de la grille-écran.

Dans les triodes, un courant anodique I_a élevé, donne une tension d'anode V_a faible. En se freinant lui-même, il réduit l'amplification.

Aussi, utilise-t-on une grille-écran, ou écran, placée entre l'anode et la grille de commande et portée à un potentiel positif dont la valeur se situe entre la moitié et la totalité de la tension d'anode. Comme l'écran est plus près de la cathode que l'anode il exerce une attraction constante sur les électrons, régularisant ainsi le flux électronique.

Une partie des électrons s'arrête sur l'écran, mais la majorité d'entre eux en traverse les mailles, et se rend sur l'anode où elle joue son rôle normal d'amplification. I_a devient alors presque indépendant de V_a : une forte variation de V_a ne produit plus qu'une légère variation de I_a , sur la valeur de laquelle la chute de tension créée par la résistance R_a n'a plus aucune influence.

Il est donc possible d'utiliser pour R_a des valeurs plus élevées, et d'obtenir ainsi des tensions alternatives plus fortes, et, par conséquent, une amplification plus grande.

7-15. — La grille supprimeuse.

Le flux d'électrons arrivant sur l'anode à une très grande vitesse, et la frappant avec force, arrache de sa surface de nouveaux électrons, comme une pluie battante soulève de nouvelles gouttes de la surface d'une nappe d'eau.

Lorsque, pendant ses alternances négatives, la tension d'anode diminue, la grille-écran, devenue plus positive que l'anode, attire à elle ces électrons, appelés *électrons secondaires*. De ce fait, les électrons quittant l'anode sont plus nombreux que ceux qui y arrivent, et, par conséquent, le courant i_a ne suit plus exactement les variations de la tension alternative de grille v_g .

Mais une troisième grille, placée entre anode et grille-écran, et mise au potentiel zéro, repousse cette *émission secondaire* sur l'anode, et en supprime complètement l'action, tout en laissant, par contre, le passage libre aux électrons émis par la cathode. Cette grille est nommée *supprimeuse*, ou *suppressor*.

Elle améliore si bien le fonctionnement des tétrodes que toutes les lampes modernes destinées à l'amplification H. F. en sont munies. Par contre, dans certains types de lampes B. F., une forme particulière donnée à la grille-écran, ainsi que son éloignement de l'anode, diminuent l'action de l'émission secondaire et permettent d'omettre la grille supprimeuse.

7-16. — Résistance interne et amplification des pentodes.

Dans les pentodes, comme dans les tétrodes, les différentes tensions d'anode V_a n'apportent que peu de variation au courant anodique I_a . Les courbes du réseau I_a/V_g , ou diagramme de tension de grille, sont donc très rapprochées (fig. 7-16). La formule permettant d'obtenir R_i étant toujours :

$$R_i = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$$

La valeur ΔI_a étant ici très faible, la résistance interne R_i des pentodes H. F. atteint 500 k Ω à 2 M Ω . Aussi, dans la formule de l'amplification A :

$$A = S \times \frac{R_a \times R_i}{R_a + R_i}$$

il n'est pas nécessaire de tenir compte de

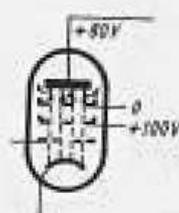


Fig. 7-15. — Arrêt des électrons secondaires vers la grille-écran par interposition d'une grille de supprimeuse.

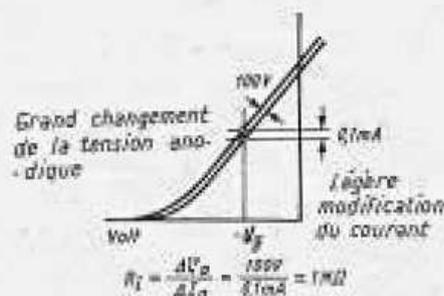


Fig. 7-16. — L'influence réduite des changements de tension anodique dénote une forte résistance interne du tube.

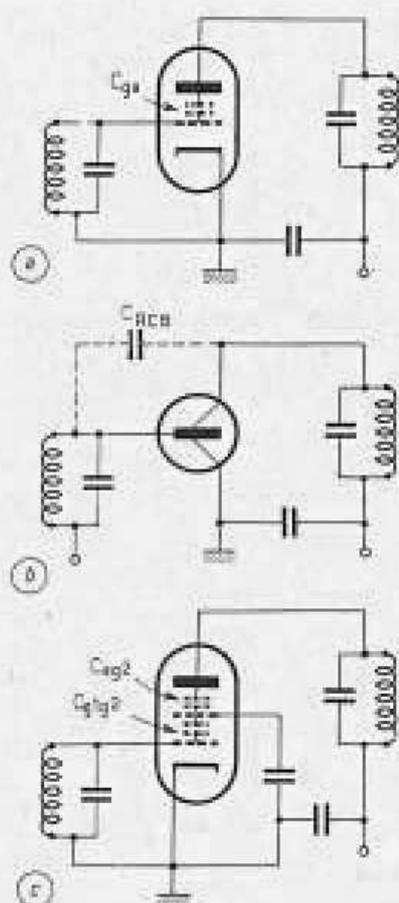


Fig. 7-17. — Couplage de deux circuits par la capacité grille-plaque d'une triode (a et b). Découplage par une grille-écran (c).

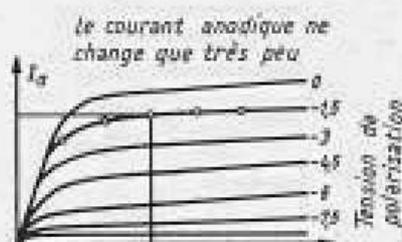


Fig. 7-18. — Diagramme des tensions anodiques d'une pentode.

R_i , sa mise en parallèle sur la résistance extérieure R_a ne modifiant pas sensiblement la valeur de celle-ci. La formule ci-dessus s'en trouve simplifiée, et devient :

$$A = S \times R_a \text{ (en mA et k}\Omega\text{).}$$

7-17. — Capacité grille-anode.

La capacité C_{gp} existant entre grille et anode d'une triode est de quelques picofarads. Si les circuits de grille et d'anode comprennent un circuit oscillant, ces derniers vont se trouver couplés à travers C_{gp} , alors qu'ils devraient être soigneusement séparés l'un de l'autre. L'introduction d'une grille-écran divise la capacité grille-anode en deux parties : C_{g1g2} , de la grille-écran à la grille de commande, et C_{g2a} , de la grille-écran à l'anode.

La grille-écran étant, au point de vue du courant alternatif, découplée à la masse par un condensateur, C_{g2g2} , qui est parallèle au circuit oscillant de grille, se trouve mise à la masse par le condensateur de découplage d'écran, C_{a2g2} , qui est en parallèle sur le circuit oscillant d'anode, se trouve également mise à la masse par ce même condensateur. Il n'existe plus de capacité directe appréciable entre grille et anode.

Cet effet d'écran, d'où est tiré le nom de cette grille, doit être évidemment maintenu dans les circuits associés à la lampe, les connexions de grille et d'anode étant maintenues éloignées l'une de l'autre, et les bobinages parfaitement blindés.

Dans les transistors, la capacité de réaction C_{cbe} collecteur-base provoque les mêmes difficultés, mais actuellement, il n'existe pas de transistor à grille-écran. C_{cbe} doit donc être neutralisée par un circuit extérieur approprié. Ce sujet sera traité au chapitre 10.

Les pentodes possèdent donc, au point de vue montage, un avantage certain sur les semiconducteurs et les triodes.

7-18. — Diagramme de tension anodique, ou réseau I_a/V_a , d'une pentode.

Ce réseau se différencie nettement de celui des triodes. Les courbes s'élèvent d'abord très rapidement, puis demeurent presque horizontales malgré l'augmentation croissante de la tension anodique (fig. 7-18).

Une des propriétés conférées aux lampes par la grille-écran est donc de maintenir presque stable le courant I_a malgré de fortes variations de V_a .

Enfin, à la zone de fonctionnement, située dans la partie à faible inclinaison de la courbe, correspond une résistance

7-19. — Comparaison entre lampes et transistors.

Du mode de fonctionnement, ainsi que du circuit équivalent de la lampe, il résulte que :

a) la lampe, n'exigeant aucun courant de commande, ne dissipe aucune puissance de commande dans le circuit de grille, une tension lui suffit ; l'impédance d'entrée réelle, étant égale à la résistance de l'espace cathode-grille, demeure stable à toutes les fréquences, de la B. F. aux V. H. F. ; on peut donc pratiquement ne pas en tenir compte ; la capacité grille-cathode, n'étant que de quelques pF, peut être englobée dans le circuit d'entrée ;

b) la grille ne recevant aucun courant de l'anode, ou, exprimé plus clairement, grille et anode étant mutuellement isolées et blindées, aucune réaction ne peut se former, même en H. F. Comme dans un relais télégraphique, le circuit de sortie peut recevoir une charge plus ou moins élevée sans influencer le circuit d'entrée ;

c) la capacité grille-anode C_{ga} ne produit un effet de réaction que vers les très hautes fréquences ;

d) la résistance interne peut être figurée en série avec le générateur interne fournissant la tension alternative amplifiée d'anode ;

interne R_i élevée : 30 à 50 k Ω pour les pentodes B. F., et 500 k Ω à 2 M Ω pour les pentodes H. F.

Le réseau I_a/V_a de la pentode ressemble au diagramme de tension de collecteur du transistor, bien que celui-ci n'ait pas de grille-écran (fig. 6-7).

QUADRIPOLE EQUIVALENT DU TUBE

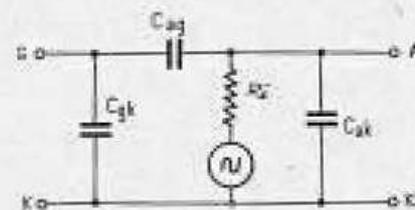


Fig. 7-19. — Circuit équivalent quadripôle d'un tube.

e) la capacité de sortie (C_{ak} (anode-cathode) n'étant, comme celle d'entrée, que de quelques picofarads, est également englobée dans le circuit correspondant ;

f) les impédances d'entrée et de sortie des lampes étant très élevées, les circuits oscillants peuvent y être couplés fortement sans amortissement notable ; l'adaptation n'est nécessaire que pour les lampes de puissance ;

TUBE		TRANSISTOR	
Pente S	$= \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$	$y_{21} = \frac{i_2}{u_1}$	
Résistance interne R_i	$= \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$	$r_2 = \frac{u_2}{i_2}$ ou conductance $h_{22} = \frac{i_2}{u_2}$ de sortie	
Coefficient d'amplif. inverse G	$= \frac{\Delta V_g}{\Delta V_a}$	$y_{12} = \frac{i_1}{u_2}$ pente inverse	
Coefficient d'amplification μ (de tension)	$= \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}$	$h_{21} = \frac{i_2}{i_1}$ amplification de courant	
Capacité grille-anode	$= C_{ga}$	C_{12} ou C_{21} = capacité de réaction	

LES TUBES SPECIAUX

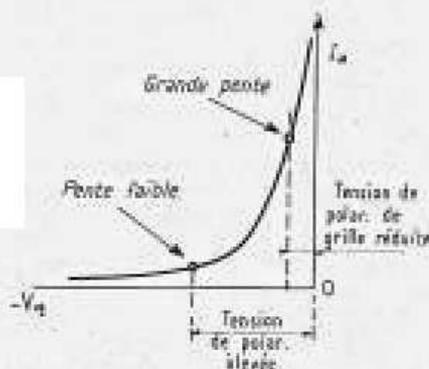


Fig. 7-20. — Changement du taux de pente entraînant des modifications du facteur d'amplification d'un tube.

g) enfin, les caractéristiques des lampes, ainsi que leurs capacités propres, sont pratiquement constantes et indépendantes du courant anodique.

Dans toutes les représentations de lampes nous avons employé, conformément aux tableaux usuels, les notations utilisées depuis des dizaines d'années :

S , μ , R_f ou ρ , ΔV_g , ΔV_a et ΔI_a .
Toutefois, le terme *tube* remplace généralement celui de lampe.

Si l'on veut considérer le tube comme un quadripôle amplificateur, il est utile de faire correspondre à ces notations, celles utilisées dans les quadripôles équivalents (voir page précédente).

Les expressions suivantes ont donc pour correspondance : $\Delta V_g = u_1 \Delta V_a = u_2 \Delta I_a = i_2$. Par contre i_1 n'a pas d'équivalent, les lampes ne nécessitant pas de courant de commande ΔI_g .

7-20. — Les lampes à pente variable.

Ces lampes sont des pentodes dont la pente de la caractéristique a été rendue variable par modification de la distance entre spires d'une partie de l'enroulement constituant la grille de commande (fig. 7-3). Avec différentes valeurs de la tension de polarisation V_g , on peut faire varier l'amplification totale d'un récepteur, grâce à la relation $A = S \times R_a$ (paragraphe 7-16).

Lorsque la tension alternative de grille v_g est faible, c'est-à-dire lorsque l'émission reçue est faible, la lampe fonctionne avec la tension V_g minimale correspondant à une grande pente S , donc à une forte amplification. Mais dès que v_g augmente, l'augmentation correspondante de la polarisation V_g déplace le point de fonctionnement et le porte sur une partie moins inclinée de la courbe (fig. 7-20), l'amplification est réduite, et ainsi, malgré la tension d'entrée plus élevée, la puissance sonore demeure égale.

Les tensions de polarisation correspondant aux puissances différentes des émissions reçues, sont obtenues automatiquement grâce à un dispositif de régulation appelé C.A.G. (*commande automatique de gain*).

7-21. — Les lampes changeuses de fréquence.

Quand, sur le parcours des électrons, une grille supplémentaire est ajoutée dans

une lampe, et quand une tension alternative y est appliquée, le courant électronique est, par conséquent, commandé deux fois.

Si l'on applique à chacune de ces deux grilles de commande une tension de fréquence différente, les fréquences se trouvent mélangées, et, en plus des fréquences initiales, deux bandes de fréquences latérales $f_1 - f_2$ et $f_1 + f_2$ prennent naissance dans le circuit anodique. Ce fait est utilisé dans les récepteurs à *changement de fréquence*, ou *superhétérodynes*.

La fréquence de réception f_1 est transmise à la grille de commande normale g_1 , et une fréquence fixe f_2 , à la grille auxiliaire g_2 (fig. 7-21). Ces deux grilles sont séparées par une grille-écran g_3 , afin d'éviter tout couplage capacitif entre elles. Les tubes changeurs de fréquence ont donc au moins quatre grilles, mais les deux grilles-écrans sont réunies à l'intérieur.

Le flux d'électrons étant commandé deux fois (par deux grilles différentes) ce mode de changement de fréquence est dit *multiplicatif*.

7-22. — Hexode changeuse de fréquence.

Les tubes changeurs de fréquence possédant au moins six électrodes (4 grilles, 1 anode et 1 cathode) sont donc, généralement, des hexodes.

La triode chargée d'engendrer l'*oscillation locale* f_2 est presque toujours dans la même ampoule que l'hexode. Sa grille est connectée, soit directement à l'intérieur du tube, soit à l'extérieur, à la grille auxiliaire g_2 , ou grille *modulatrice*, qui transmet ainsi à l'hexode la *fréquence locale*. Lampes de ce genre : ECH 42, ECH 81, ECH 83, etc., ou triode-hexode.

La pente de la grille de commande de l'hexode est variable, et permet par conséquent, la commande de l'amplification.

Dans les notices techniques, la pente S est, pour les lampes changeuses de fréquences, remplacée par la *pente de conversion* S_c , qui indique la valeur en mA du courant alternatif i_a de fréquence égale à la différence de $f_1 - f_2$, ou *moyenne fréquence*, ou encore *fréquence intermédiaire*, apparaissant à l'anode de l'hexode, pour une tension alternative de grille v_g de 1 V :

$$S_c = \frac{\Delta i_a f_i}{\Delta v_{g4}} \text{ (en mA/V, pour } V_a \text{ constante).}$$

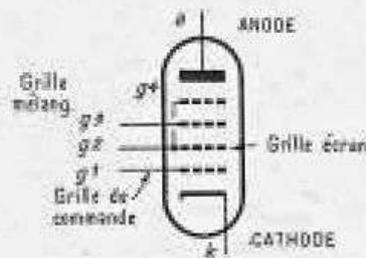


Fig. 7-21. — Principe de l'hexode-mélangeur

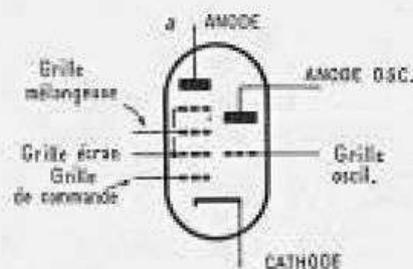


Fig. 7-22. — Systèmes oscillateur et mélangeur dans la même lampe.

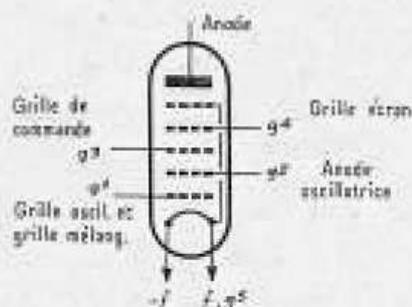


Fig. 7-23 — Heptode à chauffage direct.

7-23. — La triode-heptode.

Dans ce type, la triode oscillatrice et l'heptode modulatrice, ou *mélangeuse*, sont placées l'une derrière l'autre sur le même parcours d'électrons. Exemple : tubes DK 92 et DK 96. L'anode oscillatrice g_1 , qui est en réalité une grille, est constituée par deux simples tiges verticales. La grille oscillatrice g_2 sert en même temps de grille modulatrice, et la grille de commande g_3 (fig. 7-23) est à pente variable.

Les notices techniques présentent les grilles numérotées dans l'ordre, en partant de la cathode. C'est ce qui a été fait dans les figures 7-21 à 7-23, avec, en plus, l'indication de leurs fonctions.

Les heptodes DK 92 et DK 96 ne se rencontrent plus que dans d'anciens récepteurs portatifs fonctionnant sur batterie. Bien auparavant, on avait déjà construit des octodes à chauffage indirect comportant six grilles placées à la suite, soit au total, huit électrodes.

7-24. — Indicateur d'accord à chauffage direct.

Pour l'affichage de l'accord exact sur un émetteur, ou du réglage correct d'un magnétophone ou amplificateur, on emploie des *indicateurs d'accord*.

Dans ces indicateurs, le flux d'électrons frappe un écran fluorescent, sur lequel leur action forme, comme sur un écran de téléviseur, une surface lumineuse qui peut être plus ou moins étendue. Leur commande est également effectuée par une tension négative de grille (fig. 7-24 a).

Les tubes DM 70 et DM 71 sont des triodes chauffées par batterie, et constituées par des électrodes planes : la grille est une plaquette métallique comportant une découpe en forme de point d'exclamation ; devant cette ouverture se trouve le filament, tandis que l'anode, recouverte d'une couche fluorescente, est placée derrière (fig. 7-24 b). La face avant du dispositif forme la cathode.

Lorsque la tension négative de grille est faible, le flux des électrons peut passer par l'ouverture tout entière, et dessiner ainsi sur l'écran la forme lumineuse complète de celle-ci. Mais une tension négative plus élevée appliquée à la grille bloque le passage aux électrons tout d'abord dans la partie la plus étroite de l'ouver-

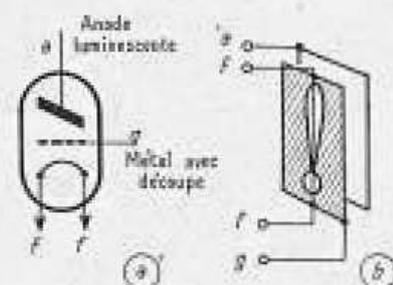


Fig. 7-24. — Tube indicateur d'accord à chauffage direct.
a) Représentation schématique.
b) Disposition des électrodes.

ture, ne les laissant passer que dans la partie plus large, et la hauteur de l'image lumineuse diminue (l_1 et l_2 de la figure 7-24 c).

Le diagramme de tension de grille des indicateurs d'accord (fig. 7-24 c) comporte, à la place du courant d'anode, l'indication en mm de la hauteur de l'image lumineuse.

Celle-ci dépend de la tension de grille, de la tension anodique, et aussi de la polarité du point de référence de la tension de grille, polarité déterminée par la connexion au pôle négatif, ou au pôle positif de la tension de chauffage du filament (fig. 7-24 d).

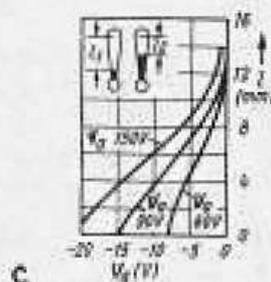
Les tubes indicateurs d'accord n'exigent que très peu de courant de chauffage et de courant anodique, ils peuvent être facilement incorporés dans des récepteurs portatifs. Pour leur alimentation dans les récepteurs à transistors, il faut pouvoir disposer d'une haute tension de 60 à 150 V, ce qui est réalisable à l'aide de convertisseurs spéciaux.

7-25. — Indicateur d'accord à chauffage indirect.

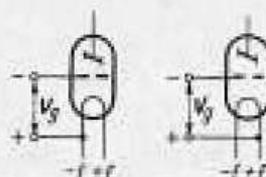
Les récepteurs fonctionnant sur secteur permettent l'utilisation d'indicateurs exigeant une puissance de chauffage plus élevée. On a donc conçu des tubes à foyer lumineux plus fort, et dont les contours sont plus nets.

La figure 7-25 a représente le symbole d'un tube de ce genre, comprenant deux éléments triode à cathode commune, dont l'un est une triode normale, le second formant l'indicateur proprement dit. Sa disposition intérieure est montrée dans la figure 7-25 b.

La cathode est entourée d'une grille, appelée grille de charge d'espace, à laquelle elle est reliée intérieurement. Le rôle de cette grille, en maintenant un nuage électronique autour de la cathode, est de provoquer un flux d'électrons régulier sur la surface indicatrice. Une anode entoure cet ensemble sur trois côtés, et devant le quatrième, demeuré dégagé, est placée une électrode de commande auxiliaire constituée par deux petites tiges. Dans cette direction également s'échappent des électrons, qui, par l'ouverture rectangulaire d'un diaphragme de tôle, tombent sur la paroi interne de l'ampoule revêtue d'une couche fluorescente.



c



d

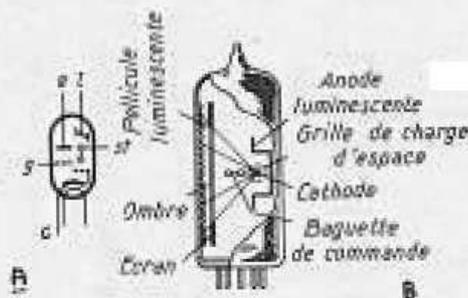


e

Fig. 7-24 c. — Caractéristique dans laquelle l est la longueur de la trace lumineuse.

d) Possibilités de branchement du tube; le tube branché comme dans le schéma de gauche exige une tension de commande plus faible ainsi que l'indique la courbe ainsi que l'indique la courbe $V_a = 60 V$

e) Vue du tube DM 70.



a

b

Fig. 7-25. — Tube indicateur d'accord EM 84.

a) Représentation schématique.
b) Disposition des électrodes.

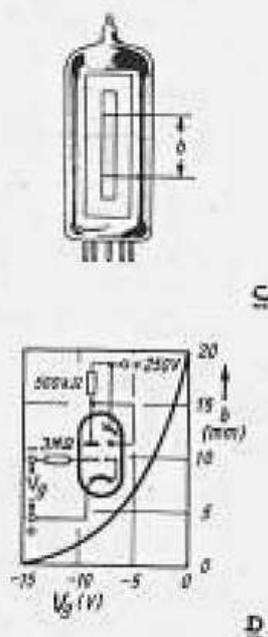


Fig. 7-25 c. — Vue du tube avec zone d'éclairement.
d) Zone d'ombre b fonction de la tension de commande.

Lorsque l'électrode auxiliaire est au même potentiel que l'anode, elle se comporte comme une partie de celle-ci : des électrons se précipitent directement sur elle, mais une partie d'entre eux poursuit son chemin en la frôlant, et l'image lumineuse du diaphragme s'inscrit sur l'écran. Si son potentiel diminue, et, par conséquent, devient négatif par rapport à celui de l'anode, l'électrode auxiliaire repousse les électrons, et son « ombre électronique » est projetée sur le rectangle lumineux, dont une partie (b de la figure 7-25 c) s'assombrit.

Si l'électrode auxiliaire est amenée au potentiel de la cathode, l'émission d'électrons est arrêtée, et la surface indicatrice reste entièrement sombre.

Le schéma de la figure 7-25 d montre ce principe de commande. La tension de commande V_g , polarisée négativement par une résistance de forte valeur ohmique, est appliquée à la grille de la triode normale, dans le circuit d'anode de laquelle est également connectée une résistance de valeur élevée.

Lorsque la tension V_g est élevée, aucun courant ne circule dans la triode, nulle chute de tension n'est donc produite aux bornes de la résistance de $500\text{ k}\Omega$, l'anode de la triode, l'anode fluorescente de l'indicateur, ainsi que l'électrode auxiliaire, sont au potentiel $+250\text{ V}$: la surface de l'écran est illuminée sur toute sa longueur.

Si l'on réduit la tension V_g , un courant d'anode commence à circuler dans la triode, et aux bornes de la résistance de $500\text{ k}\Omega$ apparaît une chute de tension abaissant le potentiel de l'anode de la triode et de l'électrode auxiliaire : une ombre obscurcit la partie b de l'écran.

Cette forme d'indicateur d'accord est l'aboutissement d'une longue suite d'expériences. Dans les anciens tubes, l'écran lumineux n'était pas fixé sur la paroi de l'ampoule, mais sur l'anode elle-même, et produisait un foyer lumineux formant un secteur ou un éventail variable. Ces indicateurs furent appelés couramment « œil magique », appellation encore employée sous la forme nouvelle « raie magique ».

LES TUBES POUR V.H.F.

7-26. — Résistance d'entrée des lampes en V.H.F.

Aux hautes fréquences de la gamme V. H. F., les lampes radio normales pré-

sentent certains inconvénients. Parmi ceux-ci, l'apparition d'une résistance de faible valeur entre grille et cathode, provoquée par le *temps de parcours*, est particulièrement gênante.

Un certain temps, en effet, bien que très court, est nécessaire aux électrons émis par la cathode pour traverser l'espace séparant celle-ci de la grille. Or, aux fréquences élevées, la tension alternative appliquée à la grille change de polarité avant que les électrons influencés par elle soient parvenus à son niveau. Les électrons suivent donc les variations de la tension alternative de grille avec une certaine inertie.

Comme toujours en technique, il faut, pour vaincre cette inertie, un apport de puissance, celle-ci étant prélevée sur le circuit de grille; le tube ne fonctionne donc plus sans pertes, et le circuit de grille se trouve chargé et amorti.

Il a donc fallu créer des tubes spéciaux pour V. H. F., dans lesquels on s'est attaché à augmenter au maximum la résistance d'entrée. Cela a été réalisé en réduisant le temps de parcours, c'est-à-dire en diminuant le plus possible l'espace séparant la cathode de la grille. Ainsi furent conçues les lampes EC 92 et ECC 85.

La figure 7-26 montre que la résistance d'entrée de ces lampes, qui est de 15 M Ω en P. O., tombe à quelques kilohms en V. H. F. Heureusement, l'impédance à la résonance des circuits oscillants pour ces fréquences n'est également que de cet ordre, de sorte que l'amortissement apporté par la résistance d'entrée des lampes reste dans des limites acceptables. Dans certains cas toutefois, le couplage de la grille au circuit oscillant doit être effectué par une prise pratiquée sur l'enroulement.

Une tension parasite, appelée *tension de souffle* ou *de bruit de fond*, E_b , prend naissance à l'entrée des récepteurs et dans les résistances. Cette tension peut être calculée à l'aide de la formule physique suivante :

$$E_b^2 = 4 k T_0 R \Delta f$$

dans laquelle :

- k = constante de Boltzmann
= $1,38 \times 10^{-23}$ W/sec/degé;
- T_0 = température absolue en degrés Kelvin ($^{\circ}\text{C} + 273$);
- R = résistance en Ω ;
- Δf = bande de fréquences explorée en Hz.

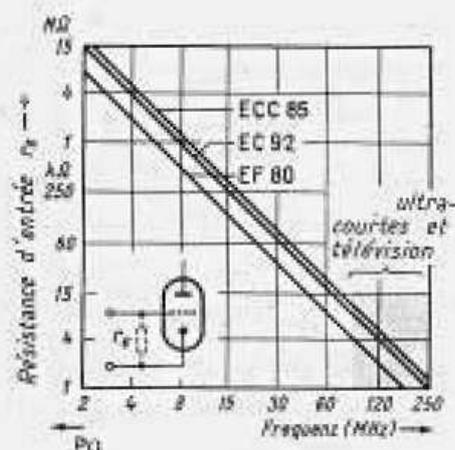


Fig. 7-26. — Résistance d'entrée pour différentes fréquences, et pour différents tubes.

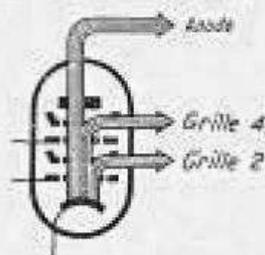


Fig. 7-27. — Division des courants électroniques dans un tube à grilles multiples.

Le souffle sera d'autant plus faible que la valeur de kT , sera moins élevée. Aussi est-elle utilisée comme mesure de la sensibilité. Un signal au seuil de l'audibilité doit donc être plus puissant que celui correspondant à la valeur de kT_u pour ne pas être couvert par le souffle propre au récepteur.

La tension de souffle développée par le bruit de fond d'un bon récepteur ne doit pas dépasser quelques fractions de microvolt.

7-27. — La tension de souffle.

Par suite de l'agitation de ses électrons, tout courant circulant dans une résistance, une lampe, un semiconducteur, crée une tension de souffle, qui se traduit dans les récepteurs par un bruit audible ressemblant à celui d'une chute d'eau.

Dans une résistance, la tension de bruit dépend de la valeur ohmique de celle-ci. Elle est d'autant plus faible que la résistance est petite.

Dans un circuit oscillant, c'est la valeur ohmique de l'impédance à la résonance $Z_{rés}$ qui représente la résistance de souffle, d'où résulte le *bruit de circuit*.

Dans une lampe, la grandeur de la tension de souffle dépend de sa propre constitution. Elle est d'autant plus élevée que le nombre de grilles absorbant du courant est grand, la répartition du flux électronique sur celles-ci produisant un accroissement du souffle, comme s'élève le bruit d'une chute d'eau que des obstacles divisent en plusieurs cascades.

Pour l'expression en chiffres du *souffle des lampes*, on indique la valeur de la *résistance équivalente de bruit* R_{eq} , entre grille et cathode, qui produirait le même souffle que la lampe considérée. Cette résistance ne doit pas être confondue avec la résistance d'entrée R_e . La résistance de bruit est indépendante de la fréquence, tandis que celle d'entrée n'importe qu'en H. F., et continue à diminuer lorsque la fréquence augmente (fig. 7-26).

7-28. — Le souffle des lampes.

Les tensions de souffle créées par l'agitation des électrons sont généralement très inférieures à la tension de commande des récepteurs. Seules, les tensions émanant d'émetteurs lointains transmises par l'antenne au circuit d'entrée sont aussi faibles.

Si le souffle de la première lampe d'un récepteur est élevé, ce bruit, amplifié par les étages suivants, peut couvrir la tension de réception. C'est toujours la plus forte résistance de bruit qui est prépondérante.

En P. O. et en G. O., celle du premier tube est plus faible que la résistance du circuit d'entrée, et n'introduit que peu de bruit, mais en V. H. F., l'impédance diminue considérablement, donnant plus d'importance à la résistance de bruit de la lampe. On a donc cherché à réduire cette dernière au minimum afin de la rendre plus faible que l'impédance des circuits.

Le tableau ci-dessous indique une résistance R_{eqb} de 70 k Ω pour un tube changeur de fréquence ECH 81, valeur beaucoup plus élevée que l'impédance à la résonance d'un circuit V. H. F. Le responsable en est le courant d'écran, qui, dans cette lampe, est supérieur au courant d'anode, et, dans l'ECH 42 lui est égal. Dans les pentodes EF 42 et EF 80, employées comme modulatrices, la résistance de bruit est encore de 3 à 4 k Ω . Celle des triodes, par contre, tombe à quelques centaines d'ohms, et n'a plus qu'une faible influence sur le bruit de fond total d'un récepteur.

Pente et résistance de bruit des lampes amplificatrices H. F. et changeuses de fréquence

	Amplification H. F.				Changement de fréquence						
	EF 42	EF 80	ECC 81	ECC 85	ECH 42	ECH 81	EF 42	EF 80	ECC 81	ECC 85	
I_a	10	10	11,5	10	3,0	3,25	8	10	8,5	5,2	mA
$I_{a2} (+ I_{c2})$	2,4	2,8	—	—	3,0	6,7	1,8	2,5	—	—	mA
$S (S_c)$	9,5	6,8	6,4	6,0	0,75	0,75	3,8	2,7	2,2	2,3	mA/V
R_{eqb}	0,84	1,2	0,6	0,5	75	70	3,0	4,0	1,0	1,0	k Ω

Dans les triodes modulatrices, les valeurs de résistance de bruit sont données pour une résistance de fuite de grille $R_g = 1 \text{ M}\Omega$; celles des pentodes, ainsi que la pente de conversion S_c correspondante, pour $R_g = 20 \text{ k}\Omega$, ainsi qu'il est usuel dans le changement de fréquence *additif*.

7-29. — Avantages des triodes dans les circuits d'entrée pour V.H.F.

La résistance de bruit R_{eqb} peut être imaginée connectée en série avec l'impédance à la résonance Z_{rez} (fig. 7-29 b). Celle-ci ne pouvant être diminuée sans dommage pour la sensibilité et la sélectivité du circuit, on ne peut réduire la puissance du bruit qu'en abaissant la valeur ohmique de la résistance R_{eqb} .

Par contre, la résistance d'entrée R_e , étant en parallèle sur le circuit, doit, pour éviter l'amortissement de celui-ci, avoir une valeur aussi élevée que possible.

Si l'on compare les valeurs de R_e et de R_{eqb} d'une pentode avec celles d'une triode :

	EF 80	ECC 85	
R_{eqb}	1	0,5 k Ω	pour 100 MHz
R_e	3,5	6,0 k Ω	

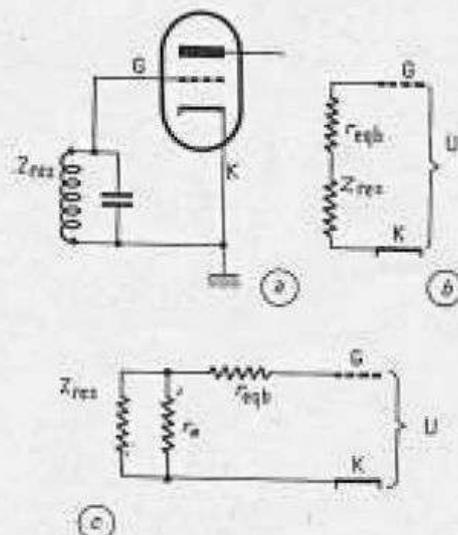


Fig. 7-29. — Influence de la résistance de bruit et de la résistance d'entrée sur un circuit.

LES DISPOSITIFS
DE POLARISATION
DE GRILLE

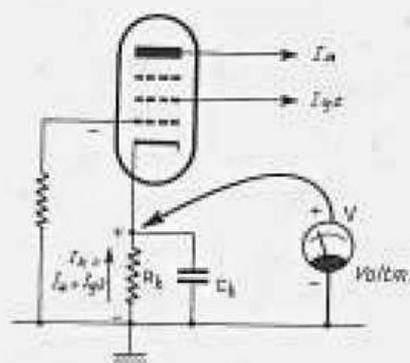


Fig. 7.30. — Formation de la tension de grille, et sa mesure, dans un récepteur-secteur.

on remarque aussitôt que la triode présente une résistance de bruit égale à la moitié de celle de la pentode (grâce à l'absence de courant d'écran), et que sa résistance d'entrée est presque double.

Ces deux raisons plaident pour l'emploi des triodes dans les circuits d'entrée des récepteurs V. H. F. Les triodes EC 92 et ECC 85 ont été créées pour cet usage, et l'on n'y utilise presque plus de pentodes, ni de changeuses de fréquence multiplicatives.

7-30. — Polarisation automatique.

Dans les récepteurs fonctionnant sur secteur, la tension négative de polarisation de grille est créée par une résistance R_k connectée entre cathode et pôle négatif. Le courant anodique de la lampe, traversant cette résistance, crée à ses bornes une chute de tension dont le pôle négatif est relié à la grille à travers la résistance de fuite ou le bobinage du circuit correspondant.

La valeur de cette tension doit correspondre à celle de la polarisation de grille, et donne ainsi le point de fonctionnement exact. Elle se mesure entre la cathode et le pôle négatif.

Mais lorsque le courant alternatif d'anode traverse également cette résistance R_k , les variations de la tension de cathode suivant celles de la grille de commande, l'amplification se trouve réduite. C'est pourquoi un condensateur C_k découple la résistance (fig. 7-30), offrant au courant alternatif un chemin plus commode. Le calcul de ce condensateur est assez compliqué, mais les valeurs généralement employées dans les circuits des récepteurs normaux sont les suivantes :

Amplification H. F. : 0,02 à 0,1 μ F.

Amplification B. F. : 4 à 10 μ F.

Amplification de puissance : 10 à 100 μ F.

Pour les fortes capacités, on utilise des condensateurs électrolytiques basse tension.

7-31. — Calcul de la résistance de cathode.

Le courant circulant dans la cathode I_k doit créer, aux bornes de la résistance de cathode R_k , la valeur exacte de la tension de polarisation de grille V_g , par conséquent, d'après la loi d'Ohm :

$$\begin{aligned} \text{Résistance de cathode} &= \frac{\text{Tension de polarisation grille}}{\text{Courant de cathode}} \\ &= R_k = \frac{V_g}{I_k} \end{aligned}$$

Dans les tubes multigrilles, le courant de cathode est égal à la somme des courants d'anode et d'écrans :

$$I_k = I_a + I_{g2} + I_{g4}$$

EXEMPLE. — Quelle est la valeur de la résistance R_k convenant à une amplificatrice H. F. dont $V_g = -2 \text{ V}$; $I_k = 3 \text{ mA}$; $I_{g2} = 1 \text{ mA}$?

$$R_k = \frac{2 \text{ V}}{3 + 1 \text{ mA}} = \frac{2 \text{ V}}{4 \text{ mA}} = 0,5 \text{ k}\Omega = 500 \Omega$$

R_k est représentée dans la courbe I_a/V_g par une droite allant du point de fonctionnement à l'origine des axes. Si, par vieillissement du tube, ou variation de tension, la caractéristique se modifie, le point de fonctionnement se déplace le long de cette droite.

La polarisation automatique diminue notablement l'amplitude des variations du courant anodique, par rapport à la polarisation fixe fournie par une source de tension particulière.

Le point de fonctionnement demeurant automatiquement au centre de la caractéristique, il ne se produit pas de distorsions.

7-32. — Polarisation semi-automatique.

La polarisation peut être obtenue également en connectant une résistance dans le retour des courants cathodiques de l'ensemble des lampes du récepteur. La résistance est alors placée entre le condensateur d'entrée et le second condensateur de filtrage du redresseur. Mais la tension continue sur le premier condensateur comporte encore une *tension de ronflement* trop élevée. Elle est donc transmise à un filtre $R_f C_f$ avant d'être appliquée à la grille (fig. 7-32). Le condensateur de cathode C_k n'a plus besoin d'avoir une capacité élevée.

Ce dispositif de polarisation est utilisé de préférence dans les étages de sortie. Il offre l'avantage, par exemple dans les étages push-pull classe AB ou B (fig. 8-9 b), dont le courant anodique augmente avec la tension de commande, de ne pas trop influencer le point de fonctionnement.

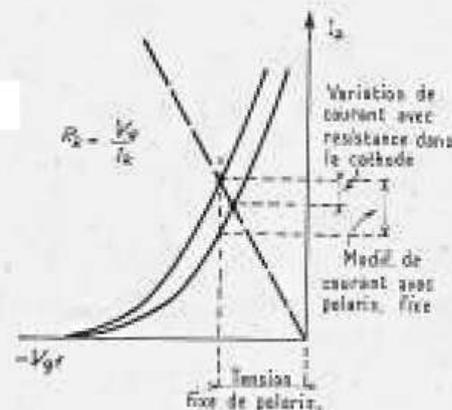


Fig. 7-31. — Fixation de la résistance cathodique pour une tension anodique variable.

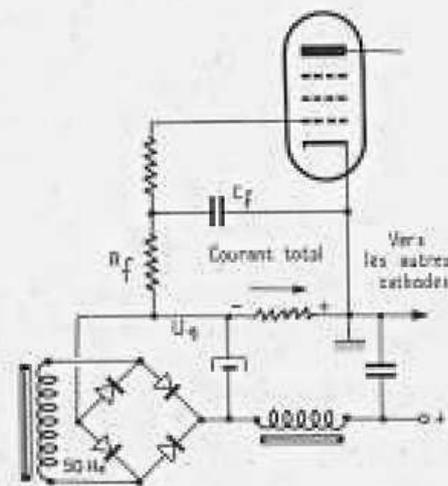


Fig. 7-32. — Formation de la tension de polarisation de grille aux bornes d'une résistance dans le retour des courants cathodiques.

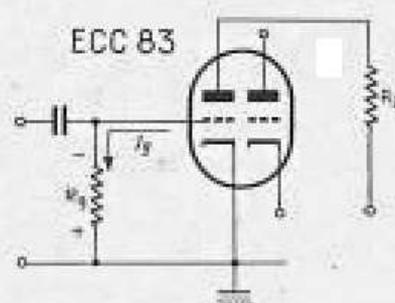


Fig. 7-33. — Le courant de grille I_g développe une tension négative de polarisation aux bornes de la résistance R_g .

LA TENSION D'ECRAN

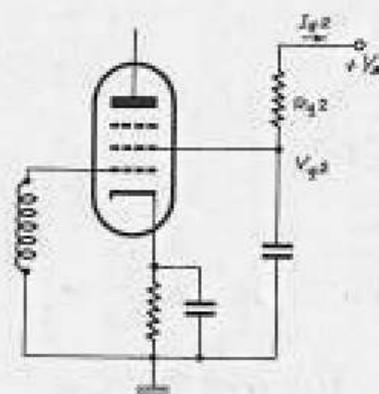


Fig. 7-34. — Réduction de la tension de grille-écran par une résistance R_{E2} .

Une prise sur la résistance permet d'obtenir une seconde tension de polarisation convenant à la grille d'un tube pré-amplificateur. Cela est d'ailleurs nécessaire lorsque la lampe de puissance comporte dans la même ampoule une pré-amplificatrice, comme par exemple les ECL 80, afin d'éviter des perturbations.

La tension de polarisation obtenue par ce dispositif se mesure également aux bornes de la résistance parcourue par l'ensemble des courants.

7-33. — Polarisation par résistance de fuite de grille.

Dans les lampes à chauffage indirect, les électrons sont projetés de la cathode avec une telle violence que, malgré le potentiel négatif de la grille, une partie d'entre eux s'abat sur cette électrode, donnant naissance dans le circuit correspondant à un léger courant. En traversant une résistance R_g de haute valeur ohmique (10 à 20 M Ω) connectée dans ce circuit (fig. 7-33), ce *courant de grille* I_g crée une tension continue de -1 à $-1,5$ V qui, pour des lampes à grand coefficient d'amplification, comme, par exemple, la triode EABC 80, ou la double-triode ECC 83, peut servir à la polarisation.

7-34. — Résistance d'écran.

Lorsque la tension d'écran est inférieure à celle d'anode, on l'obtient par réduction de la haute tension générale V_a , à l'aide d'une résistance R_{E2} (fig. 7-34).

La chute de tension aux bornes de R_{E2} doit donc être égale à la différence existant entre V_a et V_{E2} . La résistance étant parcourue par le courant d'écran I_{E2} , sa valeur est de :

$$R_{E2} = \frac{V_a - V_{E2}}{I_{E2}}$$

EXEMPLE. — Quelle est la valeur de la résistance d'écran d'une pentode dont les conditions d'emploi sont : $V_{E2} = 100$ V ; $I_{E2} = 2$ mA ; $E = 250$ V ?

$$R_{E2} = \frac{250 - 100}{2} = \frac{150}{2} = 75 \text{ k}\Omega.$$

Si leurs tensions de service sont égales, les écrans de deux lampes peuvent être alimentés par la même résistance, les courants d'écrans devant alors être additionnés pour son calcul.

Comme la cathode, l'écran doit être découplé au pôle négatif par un condensateur dont la valeur peut varier de 5 à 50 nF en H. F., et de 0,1 à 1 μ F en B. F.

7-35. — Tension d'écran par diviseur.

L'obtention de la tension d'écran à l'aide d'un diviseur de tension, grâce à l'intensité I_d du courant traversant la résistance R_d (fig. 7-35), évite le glissement de cette tension dans les lampes à pente variable.

Si V_{E2} est la tension normale d'écran

$$R_d = \frac{V_{E2}}{I_d}$$

La résistance R_d étant parcourue par la somme des courants $I_a + I_{E2}$, sa valeur est de :

$$R_{E2} = \frac{V_a - V_{E2}}{I_d + I_{E2}}$$

Dans le cas d'un dérèglement total de la lampe, entraînant la disparition du courant d'écran, la tension de celui-ci ne dépendrait plus que des résistances du diviseur R_{E2} et R_d :

$$V_{E2} = V_a \times \frac{R_d}{R_d + R_{E2}}$$

EXEMPLE. — L'hexode d'une changeuse de fréquence doit fonctionner avec les valeurs suivantes : $V_a = 250$ V ; $V_{E2} = V_{E1} = 70$ V ; $I_{E2} + I_{E1} = 3,5$ mA. Tension maximale d'écran (sans courant) = 125 V. La valeur du courant I_d est choisie arbitrairement égale à celle du courant d'écran, soit 3,5 mA :

$$R_d = \frac{70}{3,5} = 20 \text{ k}\Omega ;$$

$$R_{E2} = \frac{250 - 70}{3,5 + 3,5} = \frac{180}{7} = 25,7 \text{ k}\Omega.$$

La tension d'écran sera dans ces conditions :

$$V_{E2} = 250 \times \frac{20}{20 + 25} = 250 \times \frac{20}{45} \approx 110 \text{ V}$$

Le diviseur de tension choisi est donc admissible. Si la tension avait été trop élevée, le courant I_d aurait dû être choisi plus grand.

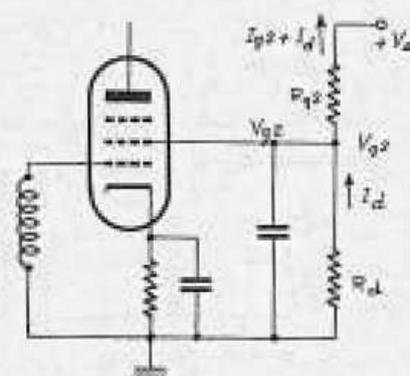


Fig. 7-35. — Diviseur de tension pour tension de grille-écran.

L'amplification par tubes et transistors

Dans les paragraphes suivants, les procédés d'amplification par lampes et par transistors seront examinés en commun. Il suffit, en effet, de traiter de chaque cas particulier dans l'une ou dans l'autre sorte, car la parenté du principe de montage ou des réseaux de caractéristiques est évidente.

Les différences les plus marquantes sont présentées côte à côte dans le tableau ci-dessous.

	TRANSISTORS	LAMPES
Commande du circuit d'entrée	Par courant. (Puissance d'entrée.)	Par tension.
Impédance d'entrée	Faible valeur ohmique.	Très forte valeur ohmique.
Point de fonctionnement	A droite de la ligne de référence — $U_{mn} = 0$	A gauche de la ligne de référence $V_g = 0$
Réaction du circuit de sortie	Toujours présente, doit être neutralisée dans les étages H. F.	Peut être négligée dans les pentodes, ou neutralisation facile.
Adaptation	Les résistances internes faibles obligent à une adaptation.	Aucune adaptation particulière n'est nécessaire (tube final excepté).
Alimentation	Aucune tension de chauffage. Basse tension de collecteur (6 à 24 V).	Tension de chauffage et haute tension anodique (180 à 250 V) nécessaires.

L'AMPLIFICATION ET LES RESEAUX DE COURBES

8-1. — L'amplification produite par une lampe d'après le diagramme de tension de grille.

Le point de fonctionnement normal P de la lampe, est fixé par la tension anodique V_a et la tension de polarisation de grille V_g . Dans le circuit d'anode (fig. 7-13) on connecte une résistance de charge R_a , dans laquelle circule le courant de repos I_a . Enfin, à la tension de polarisation V_g de la

grille on a superposé une tension alternative v_g .

Le tableau suivant donne le cycle des variations du courant anodique produites dans ces conditions par la tension v_g , depuis l'instant 0 jusqu'à l'instant 4, c'est-à-dire pendant une sinusoïde complète (fig. 8-1).

Variations des tensions et des courants

TEMPS	TENSIONS DE GRILLE	COURANTS D'ANODE
0	Egale à la tension de polarisation	Courant de repos
1	Alternance positive : la tension de polarisation diminue	Le courant anodique augmente
2	Egale à la tension de polarisation	Courant de repos
3	Alternance négative : la tension de polarisation augmente	Le courant anodique diminue
4	Egale à la tension de polarisation	Courant de repos

Le cycle se répète aussi longtemps que la tension alternative alimente la grille. Cette tension v_g crée un courant alternatif d'anode i_a , qui s'ajoute au courant de repos. Ce courant i_a est d'autant plus

élevé que la pente de la lampe est grande.

Aucun courant ne circule dans le circuit de grille tant que les tensions de commande restent à l'intérieur de la région négative de la tension de grille.

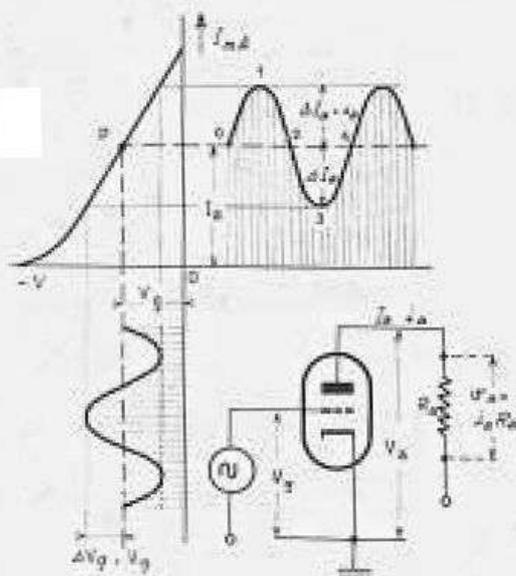


Fig. 8-1. — Influence d'une tension sinusoïdale de grille sur le courant anodique.

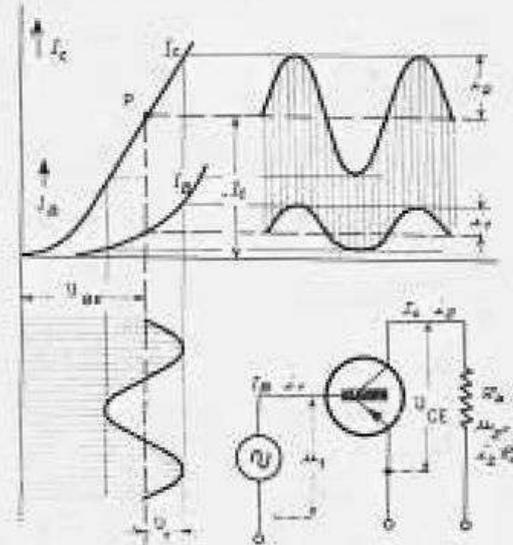


Fig. 8-2. — Allures des courants de collecteur et de base en fonction de la tension de base.

8-2. — L'amplification produite par un transistor d'après le diagramme de tension de base.

Le point de fonctionnement est fixé au centre de la partie rectiligne de la caractéristique (fig. 8-2) par un diviseur de tension ou une résistance.

Si l'on superpose à la tension continue de base — U_{BE} une tension alternative v_b , le courant de repos du collecteur — I_C , varie de la valeur i_b (fig. 8-2).

La zone émetteur-base étant polarisée dans le sens de conduction, un courant alternatif i_b circule également dans le circuit de base. Mais la caractéristique du courant de base I_B étant généralement fortement coudée, ses deux alternances n'ont pas la même amplitude ; il y a *distorsion de courant*.

8-3. — La phase dans le circuit d'anode, ou de collecteur.

Dans les lampes, la résistance de charge d'anode créant une chute de tension, une partie seulement de la haute tension d'alimentation est appliquée à l'anode.

A l'instant 1 (fig. 8-3 a), c'est-à-dire au cours de l'alternance positive de la tension alternative de grille, le courant anodique est maximal, il provoque donc aux bornes de la résistance d'anode la chute de tension également maximale. A ce même instant, il ne reste plus sur l'anode qu'une petite partie de la haute tension d'alimentation.

Durant l'alternance négative, à l'instant 3, le courant anodique et la chute de tension aux bornes de la résistance d'anode sont au contraire au minimum, tandis que la tension d'anode est maximale.

Les parties ombrées (fig. 8-3 a et b) représentent les tensions et courants totaux, c'est-à-dire la somme des valeurs en continu et en alternatif. Les valeurs négatives se trouvent sous la ligne de référence, les courbes en traits gras représentent les valeurs de la composante alternative.

Il résulte de cela qu'une alternance de tension *negative* de grille provoque à l'anode une alternance de tension *positive*. Une *rotation de phase* de 180° a lieu entre les tensions alternatives de grille et d'anode.

La figure 8-3 b permet de constater que le comportement des transistors est analogue.

Une alternance positive de tension d'entrée $+u_1$ donne naissance à une alternance positive de courant d'entrée $+i_b$, et à une alternance également positive de courant de collecteur $+i_c$. Par contre, pendant la durée du flux maximum de courant, la tension de collecteur tombe à la valeur $-u_2$. La tension d'entrée u_1 et la tension de sortie u_2 ont tourné l'une par rapport à l'autre de 180° .

Lampes et transistors sont donc identiques de ce point de vue : la position de phase de la tension de sortie est l'inverse de celle d'entrée. En réalité, il ne s'agit pas ici d'un déphasage proprement dit, mais, par une sorte de réflexion symétrique, comme dans un miroir, d'une *inversion* de la phase.

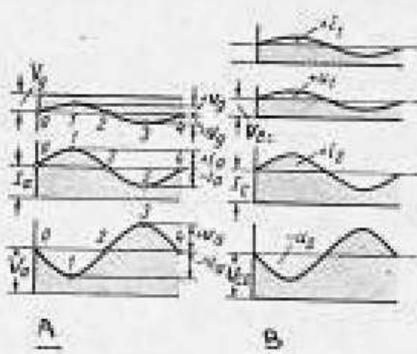


Fig. 8-3. — Valeurs des courants et tensions sinusoïdaux a) dans un tube, b) dans un transistor.

8-4. — Distorsion par la grille ou par saturation.

Lorsque la tension alternative de grille est trop élevée, les pointes négatives du courant alternatif d'anode sont coupées, car celui-ci, tombé à la valeur zéro au point a de la tension de grille (fig. 8-4), ne peut plus diminuer. Si le point b est dépassé, la grille devient positive, et, se comportant comme une anode, elle attire sur elle une partie des électrons. Cette partie, détournée de son chemin, va faire défaut au courant anodique, dont les pointes positives, à leur tour, sont écrêtées.

Ainsi, une tension alternative de grille trop forte crée un courant anodique qui n'est plus son reflet exact : on dit que la lampe est saturée, ou qu'il y a distorsion de courant d'anode.

Des distorsions apparaissent également lors des pointes causées à la tension alternative de grille par les coudes existant toujours dans les caractéristiques. Si le point de fonctionnement est porté trop bas ou trop haut sur la courbe, les pointes du courant anodique sont coupées d'un côté, et il y aura aussi des distorsions.

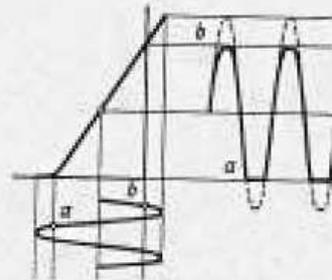


Fig. 8-4. — Déformation de la sinusoïde par une tension de commande trop élevée

8-5. — Distorsion due au courant de base des transistors.

Afin de diminuer les risques de distorsion dans les étages préamplificateurs à transistors, ceux-ci sont commandés par un signal aussi faible que possible. La raison en est moins la distorsion pouvant prendre naissance dans le circuit de collecteur que celle se produisant déjà dans le circuit de base, provoquée par les alternances de conduction faisant varier la résistance R_{BE} de la zone base-émetteur (fig. 8-5).

Cette résistance de conduction variable, et de faible valeur ohmique, charge fortement une alternance de la tension alternative. Cette influence peut être réduite en connectant devant la base une résistance R_A , dont la valeur doit être beaucoup plus élevée que celle de R_{BE} . Le courant de base dépend alors principalement de la résistance R_A , et demeure constant. Le taux de distorsion est réduit, et la source de la tension de commande est moins chargée.

Ce mode de commande à travers une résistance d'adaptation de forte valeur

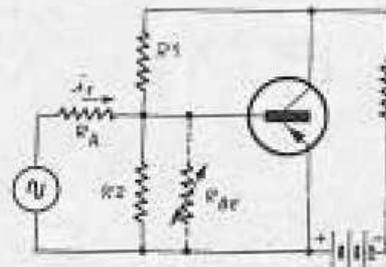


Fig. 8-5. — Les déformations du courant de base par suite des variations de la valeur de la résistance R_{BE} sont réduites par l'adjonction d'une résistance de polarisation R_A .

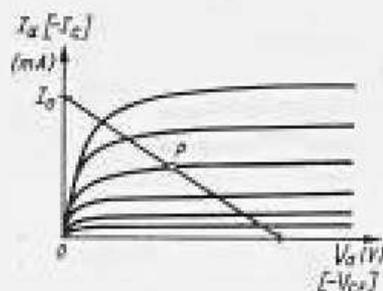


Fig. 8-6. — Fixation du point de fonctionnement par le tracé d'une droite de charge correspondant à la résistance R_a .

ohmique est nommé *commande par courant*.

8-6. — La droite de charge.

Dans le diagramme de tension d'anode d'une lampe, la résistance de charge R_a est représentée par une ligne droite, coupant le réseau de courbes. Nommée *droite de charge*, cette ligne permet de se représenter le phénomène d'amplification. Sa pente est donnée par la valeur de deux paramètres liés, ou dans le cas le plus simple, en la faisant passer par deux points convenablement choisis sur les axes de coordonnées (V_A , I_a) en fonction de R_a , tels que :

$$R_a = \frac{V_A}{I_a} \quad (V_A = \text{Tension d'alimentation})$$

Une forte pente indique une faible résistance; moins verticale, elle dénote au contraire une résistance élevée; horizontale, elle représenterait une résistance infinie!

Lorsque la résistance R_a est une résistance ohmique pure, la droite de charge part de la valeur de la tension totale d'alimentation V_A , et passe par le point de fonctionnement P choisi. Celui-ci est situé exactement à la verticale de cette valeur V_A lorsque la résistance de charge est constituée par un bobinage ou un enroulement de transformateur, car il n'y a alors aucune perte de tension continue (fig. 8-7). Elle est, dans ces conditions, désignée par le symbole Z_L .

Le diagramme de tension de collecteur offrant une allure analogue, ces considérations sont valables pour les transistors.

8-7. — L'amplification d'après le diagramme de tension d'anode.

La droite de charge tracée dans le diagramme de tension d'anode, ou réseau I_a/V_a permet, mieux encore que dans les figures 8-1 et 8-2, de représenter le phénomène de l'amplification dans les lampes, car l'on peut, à la fois, y lire les valeurs des tensions et des courants. L'exemple choisi représente le réseau I_a/V_a d'une triode, dont le circuit anodique est chargé par l'enroulement d'un transformateur.

Le point de fonctionnement P est situé à l'intersection de la tension anodique continue V_a , ici la tension totale d'alimen-

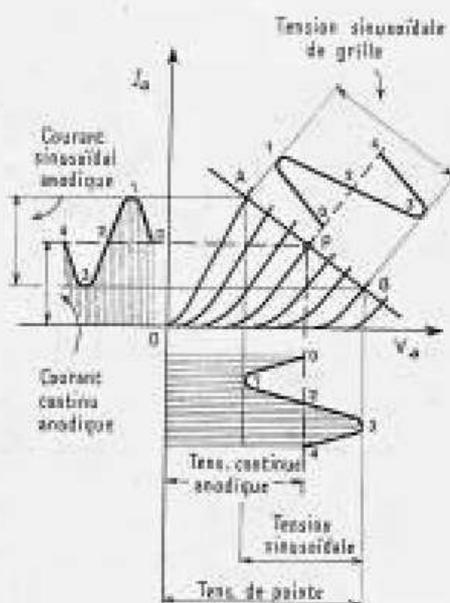


Fig. 8-7. — Analyse du processus d'amplification au moyen d'une droite de charge.

tation V_A , avec le courant d'anode I_a sur la courbe correspondant à la tension de grille. C'est sur ce point de fonctionnement qu'est tracée la droite de charge, avec l'inclinaison correcte.

La tension alternative de grille 0, 1, 2, 3, 4 (en haut, à droite de la figure 8-7) fait osciller le potentiel de celle-ci entre les points A et B, provoquant ainsi, en même temps, les courants (à gauche de la figure) et tensions (en bas de la figure) alternatifs d'anode 0, 1, 2, 3, 4. Si leurs alternances ne sont pas de même amplitude, il y a distorsion.

La superposition des tensions continue et alternative donne naissance à des pointes de tension dont la valeur est plus élevée que celle de la tension continue d'anode.

8-8. — Diagramme des puissances continue et alternative.

La tension et le courant continu d'anode provoquent dans les lampes une dissipation de puissance P_a égale à :

$$P_a = V_a \times I_a.$$

Cette puissance dissipée est égale à la surface du rectangle, ayant pour hauteur le courant continu d'anode et pour longueur la tension continue d'anode, représenté dans la figure 8-8. La puissance maximale $P_{a \text{ max}}$ ne peut dépasser la valeur délimitée par la parabole de puissance (fig. 6-7) sans surcharger la lampe. Lorsque la tension anodique est faible, le courant peut donc être augmenté.

Le courant alternatif d'anode créé par la lampe, ou plutôt la puissance modulée est représentée dans le rectangle par le triangle DEP, de teinte plus foncée. La puissance modulée optimale pour une distorsion minimale correspond à une inclinaison déterminée de la droite de charge R_a , c'est-à-dire à un certain rapport entre la résistance R_a et la résistance interne R_i .

8-9. — Principe du push-pull.

Les fortes tensions de commande nécessaires, par exemple, dans les étages de sortie pour obtenir un rendement élevé, provoquent inévitablement des alternances de tension d'anode — ou de collecteur —

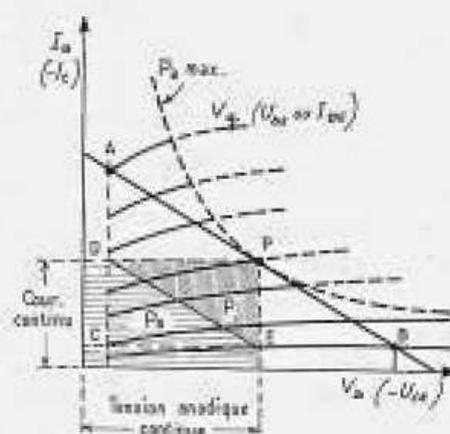


Fig. 8-8. — Caractéristique de puissance dans une pentode ou un transistor.

AMPLIFICATION
PUSH-PULL

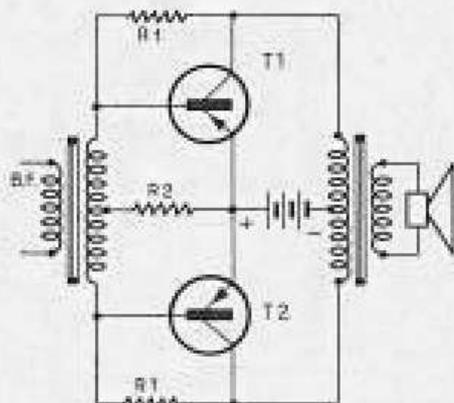


Fig. 8-9 a. — Principe du circuit push-pull.

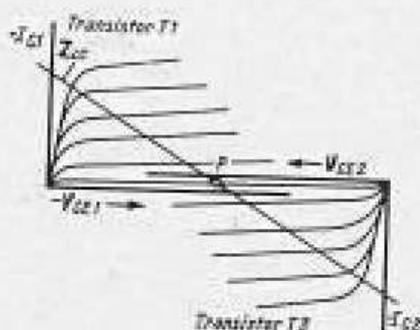


Fig. 8-9 b. — Caractéristique.

d'amplitudes inégales, causes de distorsion.

Pour annuler ces distorsions, on emploie deux transistors de puissance — ou deux lampes — de même type montés selon le schéma de la figure 8-9 a, dans lequel leurs bases — ou grilles — reçoivent chacune, en opposition de phase, les alternances d'une tension B. F. Réunies, amplifiées, dans le transformateur de sortie, ces alternances forment à nouveau une sinusoïde complète.

Les conditions de fonctionnement des transistors — ou des lampes — étant égales, les distorsions s'annulent, même lorsque le point de fonctionnement P se situe dans la partie inférieure de la caractéristique (fig. 8-9 b) (fonctionnement en *classe AB*).

La puissance obtenue est plus élevée que le double de celle produite par un seul transistor — ou lampe — avec une puissance dissipée moindre. On peut même, dans les amplificateurs de très grande puissance, placer le point de fonctionnement très bas dans le coude inférieur de la caractéristique (*classe B*), ce qui améliore encore le rendement. Mais, dans ce cas, lorsque la tension de commande est faible, le pourcentage de distorsion devient beaucoup plus élevé, le fonctionnement ayant alors lieu dans une partie de la caractéristique fortement non-linéaire.

Dans les récepteurs à transistors, les étages de sortie sont presque exclusivement des montages push-pull, ceux-ci permettant de réduire au mieux l'effet des coudes des caractéristiques.

L'impédance de sortie, ou de charge, nécessaire aux étages push-pull, c'est-à-dire la résistance en alternatif de collecteur à collecteur — ou d'anode à anode — est représentée par le symbole Z_{cc} ou Z_{ak} .

NOTE A RETENIR :

Classe A = point de fonctionnement approximativement situé au centre de la caractéristique ; obligatoire dans les étages de sortie à lampe unique.

Classe B = point de fonctionnement dans le coude inférieur de la caractéristique.

Classe AB = point de fonctionnement situé entre les deux positions précédentes.

Classe C = point de fonctionnement à gauche du coude de la caractéristique ; courant de repos entièrement annulé ; employée seulement en émission.

8-10. — Montage à cathode commune, ou émetteur commun.

Dans les observations exposées jusqu'ici, la cathode des lampes, ou l'émetteur des transistors, ont toujours été considérés comme potentiel de référence des circuits d'entrée et de sortie, et considérés, au point de vue des tensions alternatives, comme mis à la terre.

Le courant anodique d'une pentode est commandé par une tension alternative de grille faible, et l'amplification de tension est égale à : $A = S \times R_a$. La pente est donc déterminante pour l'amplification de tension ; par contre, la résistance interne R_i a peu d'influence sur elle ; les impédances d'entrée et de sortie de la lampe sont très élevées.

Dans les amplificateurs B. F. à transistors, on emploie de préférence le montage à émetteur commun, dans lequel un courant de base proportionnellement faible commande un courant de collecteur (facteur h_{21}) élevé. La résistance de charge ne peut être augmentée à volonté, car elle est limitée par l'impédance de sortie du transistor en parallèle sur elle. Cette impédance est, dans ce montage, beaucoup plus élevée que celle d'entrée.

En même temps que l'amplification de courant, on obtient une amplification de tension. C'est le montage choisi chaque fois qu'une amplification élevée est nécessaire.

8-11. — Montage à grille commune.

N'importe quel point d'un circuit électrique peut, en principe, être choisi comme potentiel de référence, et connecté à la masse ou à la terre, les tensions aux bornes des autres points variant par rapport à ce potentiel. Ce principe est applicable aux amplificateurs à lampes.

Dans le paragraphe précédent, il a été traité du montage à cathode commune, ou à la masse, mais l'on peut aussi bien connecter la grille, ou l'anode, à cette même masse, à condition de « placer plus haut » le pôle opposé, c'est-à-dire en admettant les différentes tensions par rapport à la masse : l'amplification de la lampe demeure alors la même !

LES MONTAGES AMPLIFICATEURS

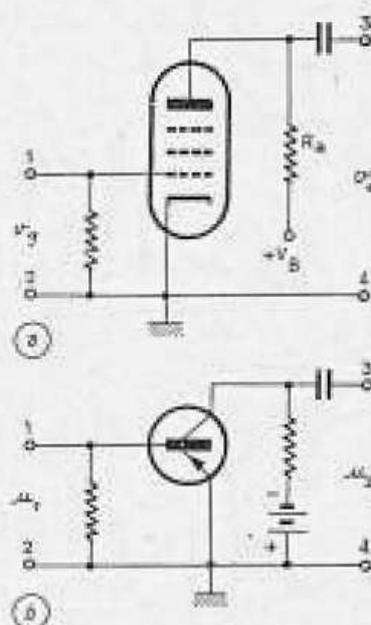


Fig. 8-10. — a) Circuit avec cathode à la masse et b) circuit avec émetteur à la masse.

Données pour étages préamplificateurs

	Cathode commune	Emetteur commun
Impédance d'entrée	∞ (1)	2 k Ω
Impédance de sortie	1 M Ω (2)	40 k Ω

- (1) Pour B. F.
(2) Pentode.

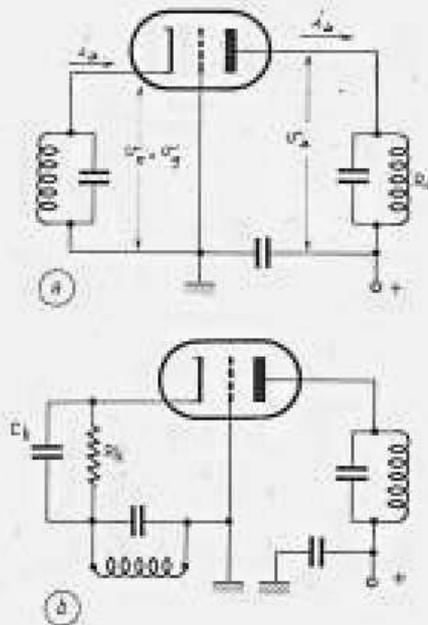


Fig. 8-11. — Étage avec grille à la masse.
 a) Représentation schématique permettant de se rendre compte du rôle d'écran joué par la grille.
 b) Représentation usuelle du circuit d'un récepteur.

Lorsque la grille est à la masse, elle forme écran entre entrée et sortie, de manière analogue à l'écran d'une pentode. Cette disposition est nommée *montage à grille commune* (fig. 8-11 a).

L'impédance d'entrée de la lampe s'y comporte d'une façon très particulière. Le courant alternatif d'anode i_a circule maintenant dans le circuit d'entrée ! Mais la pente S d'une lampe est :

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$$

ou $\frac{\text{Variation du courant d'anode}}{\text{Variation correspondante de la tension de grille}}$

Or, la variation du courant d'anode dans un amplificateur est égale au courant alternatif d'anode i_a , et la variation correspondante de la tension de grille est égale à la tension alternative appliquée à la grille v_g , c'est-à-dire :

$$S = \frac{i_a}{v_g} \text{ ou } i_a = S \times v_g$$

L'impédance d'entrée Z_e , d'un montage à grille commune est donc, d'après la loi d'Ohm de :

$$Z_e = \frac{v_g}{i_a} = \frac{v_g}{S \times v_g} = \frac{1}{S}$$

Ainsi, indépendamment des autres caractéristiques, elle est tout simplement l'inverse de la pente S . Dans une triode du tube ECC 85, par exemple, dont la pente est de $S = 6 \text{ mA/V}$:

$$\frac{1}{S} = \frac{1}{0,006} = 167 \Omega$$

Ce résultat étonnant peut s'expliquer de la façon suivante : bien qu'aux bornes d'entrée du circuit ne soit appliquée que la faible tension alternative de grille, ce même circuit est parcouru par le fort courant alternatif de l'anode. Or, à faible tension et courant élevé correspond toujours une faible résistance.

Le montage à grille commune offre un avantage certain pour les étages d'entrée en V. H. F. La faible résistance d'entrée, ici de 167Ω , en parallèle sur le circuit oscillant provoque assurément un fort amortissement de celui-ci, le coefficient de qualité diminue notablement, la courbe de résonance s'aplatit. Par conséquent, dans ce montage, le circuit ne nécessite pas d'accord sur chaque fréquence, mais

il peut être accordé une fois pour toutes sur le centre de la bande V. H. F.

La figure 8-11 *b* indique le montage, représenté de façon classique. Il correspond exactement à celui de la figure 8-11 *a*, mais une résistance R_k , découplée par le condensateur C_k , a été connectée en série dans le circuit de cathode, afin de créer la tension de polarisation de grille.

8-12. — Montage à grille et cathode communes.

Dans le montage à cathode à la masse, l'impédance d'entrée est élevée, mais la capacité grille-anode C_{ga} présente des inconvénients dans les récepteurs pour V. H. F.

Ces inconvénients disparaissent avec le montage à grille commune, car la capacité C_{ga} , maintenant en parallèle sur le circuit de sortie n'y est plus gênante. Malheureusement, l'impédance d'entrée est trop faible.

C'est pourquoi on a cherché un compromis entre les deux montages, en effectuant la mise à la masse sur une prise de l'enroulement du circuit oscillant. La différence de ce montage avec celui à cathode commune réside dans le fait que la cathode n'est pas à la masse.

La résistance R_k produisant la tension de polarisation de grille peut, ici comme dans la figure 8-11 *b*, être connectée dans le circuit de cathode.

Les propriétés de ce dispositif se situent entre celles des deux montages précédents. Par le choix de l'emplacement de la prise effectuée sur l'enroulement, l'impédance d'entrée peut être réglée de façon à ne pas trop amortir le circuit oscillant, tout en obtenant la largeur de bande désirée, tandis que l'effet de réaction causé par la capacité C_{ga} reste faible.

Ces avantages ont fait adopter ce montage, ainsi que celui à grille commune, dans de nombreux récepteurs V. H. F. récents.

8-13. — Montage à base commune.

Dans les transistors, le courant d'émetteur est toujours égal à la somme de ceux de collecteur et de base : $I_E = I_C + I_B$.

Par conséquent, le courant parcourant le circuit de sortie d'un transistor monté en base commune est moins élevé que

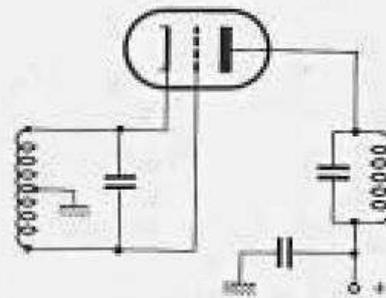


Fig. 8-12. — Le point de mise à la masse se situe entre grille et cathode.

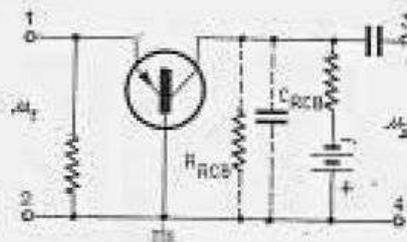


Fig. 8-13. — Étage amplificateur à transistor avec base à la masse.

Données pour étages préamplificateurs

	Grille commune	Base commune
Impédance d'entrée	200 Ω	25 Ω
Impédance de sortie	50 k Ω (1)	600 k Ω

(1) Triode.

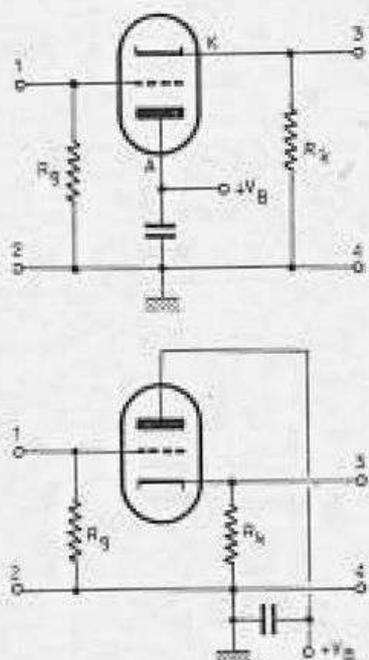


Fig. 8-14. — Etage avec anode à la masse, ou « amplificateur cathodique ».

a) Principe.

b) Représentation usuelle.

celui circulant dans le circuit d'entrée. Pratiquement aucune amplification de courant ne peut donc avoir lieu, celle-ci étant voisine de l'unité, plus exactement étant de 0,95 à 0,99. (Voir : amplification de courant du relais télégraphique, paragraphe 6-1.)

Le montage à base commune est donc un pur amplificateur de tension.

Le courant d'émetteur circulant maintenant dans le circuit d'entrée, et la valeur ohmique de la jonction base-émetteur étant en outre faible (sens de conduction), l'impédance d'entrée de ce montage est très basse, tandis que celle de sortie est plus haute que celle du montage à émetteur commun.

La résistance de réaction interne R_{RCB} , gênante aux fréquences élevées, ainsi que la capacité C_{RCB} , sont maintenant en parallèle sur le circuit de sortie, où elles n'exercent pas d'influence nuisible. Le montage à base commune offre donc d'intéressants avantages dans les étages d'entrée pour V. H. F., où la résistance R_{RCB} créerait dans d'autres conditions un couplage très gênant entre circuits d'entrée et de sortie.

8-14. — Montage anode à la masse ou amplificateur cathodique.

Ce montage, étant peu utilisé dans la technique des récepteurs radio, ses propriétés ne seront que brièvement décrites.

L'impédance d'entrée, entre les points 1 et 2, est très forte, plus élevée que celle du montage à cathode commune. Par contre, celle de sortie est extrêmement faible, car elle est égale à la valeur de la résistance de cathode R_k . L'amplification de tension est un peu inférieure à l'unité.

La tension de sortie prenant naissance aux bornes d'une faible résistance, ce montage convient pour l'adaptation à un circuit utilisateur à basse impédance, c'est pour cela qu'on l'appelle quelque fois *transformateur d'impédance*. En France, on a souvent conservé la terminologie anglo-saxonne « *cathode-follower* », qui signifie *cathode asservie*. On l'appelle également *cathodyne*.

Enfin, autre propriété de ce montage, il n'y a pas d'inversion de phase entre les tensions d'entrée et de sortie. Le signal n'est donc pas inversé comme dans les montages à cathode ou à grille commune,

8-15. — Montage à collecteur commun.

Dans la figure 8-15 a, représentant le schéma de principe, le collecteur C, électrode de référence, est mis à la masse au point de vue des tensions alternatives. La tension de sortie étant prise aux bornes de l'émetteur, ce montage a été parfois également nommé « amplificateur émetteur », montage à ne pas confondre avec l'émetteur commun de la figure 8-10.

D'après la figure 8-15 b, on peut voir que la tension d'entrée u_1 et celle de sortie u_2 se développent toutes deux dans le circuit de base. Ces tensions sont de sens opposé, une tension différentielle agit donc aux bornes de la jonction base-émetteur.

Mais une tension d'entrée u_1 beaucoup plus élevée est nécessaire ici pour obtenir une action de commande comparable à celle du montage à émetteur commun. En effet, entre les bornes 1 et 2 existe maintenant une résistance d'entrée considérablement plus forte (environ 500 k Ω au lieu de 500 Ω en émetteur commun).

Ce montage convient donc parfaitement pour l'adaptation d'un microphone, ou d'une tête de lecture piézoélectrique à haute impédance à un amplificateur à transistors.

La tension de commande u_1 devant être plus élevée que celle de sortie u_2 , aucune amplification de tension ne peut avoir lieu, mais seulement une amplification de courant. On y trouve cependant l'avantage suivant : la résistance de sortie, entre les bornes 3 et 4, étant de faible valeur ohmique, est peu sensible aux fluctuations de la charge. On peut donc faire commander directement un étage à transistor normal par un transistor monté en collecteur commun, sans y connecter la résistance d'adaptation indiquée dans le paragraphe 8-5.

La tension de sortie d'un pick-up à cristal à haute impédance peut ainsi être adaptée, sans perte appréciable, à l'entrée à basse impédance d'un amplificateur à transistors.

Le montage à collecteur commun est également appelé « emitter follower » (émetteur asservi).

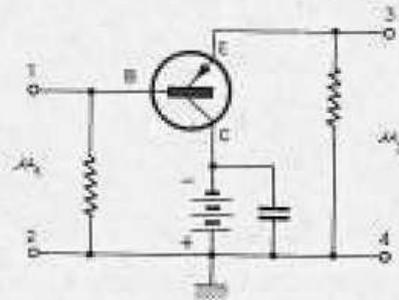


Fig. 8-15. — Circuit collecteur à la masse, ou « émetteur-amplificateur ».
a) Principe (collecteur du côté de la masse).

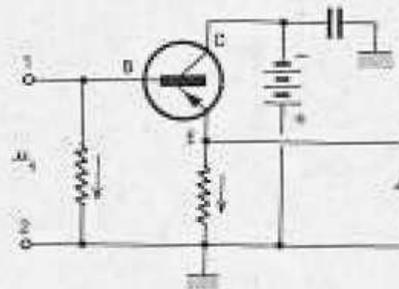


Fig. 8-15 b. — Représentation usuelle.

Données pour étages préamplificateurs

	Cathode follower	Emitter follower
Impédance d'entrée	∞ (1)	130 k Ω
Impédance de sortie	500 Ω	1,5 k Ω

(1) Pour B, F

Production d'oscillations par quadripôles actifs

AUTO-OSCILLATION REACTION



Fig. 9-1. — Amplification d'une tension de haute fréquence dans un quadripôle.

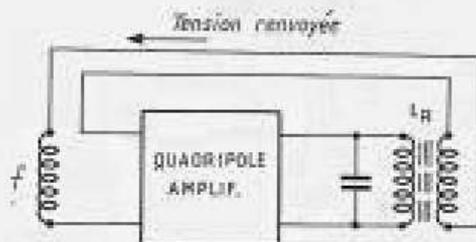


Fig. 9-2. — Renvoi d'une partie de la tension sinusoïdale de sortie, prélevée par l'enroulement L_R vers l'entrée du quadripôle.

9-1. — L'amplification des tensions H.F.

Lorsqu'une faible tension alternative de fréquence f est appliquée à l'entrée d'un quadripôle actif dont la charge de sortie est constituée par un circuit oscillant accordé sur la même fréquence f , une tension plusieurs fois amplifiée par le quadripôle prend naissance aux bornes du circuit de sortie.

Si l'amplification est de 40, une tension alternative d'entrée de 0,1 V produit une tension alternative de sortie de 4 V.

9-2. — Principe de la réaction.

Une fraction de la tension alternative de sortie, peut être réintroduite dans le circuit d'entrée par un enroulement dit de réaction. Si la relation de phase est correcte, elle s'additionnera à la tension alternative d'entrée d'origine. La somme de ces deux tensions entraînera donc un nouvel accroissement de la tension alternative de sortie. Le rapport entre la tension d'entrée et la tension de sortie, c'est-à-dire le gain, se trouve donc augmenté grâce à l'enroulement de réaction L_R . Cette réaction est dite *positive*.

9-3. — Production d'oscillations par réaction.

Si le couplage de l'enroulement L_R au bobinage du circuit d'entrée est suffisamment serré, il n'est pas nécessaire de faire appel à une source de tension extérieure pour déclencher les oscillations.

La plus petite variation de la tension d'entrée, créée par un parasite de commutation ou un bruit de fond, engendre un

choc de courant amplifié dans le circuit de sortie. Le circuit entre alors en oscillation sur sa fréquence propre. Une fraction de la tension de sortie est à nouveau appliquée au circuit d'entrée, puis amplifiée dans le quadripôle, créant la puissance nécessaire à l'entretien de l'oscillation.

Ce circuit à *autoexcitation*, ou circuit *oscillateur*, sert actuellement surtout pour la production d'oscillations H. F.

Désignons par $1/k_r$ le rapport entre la tension alternative totale disponible en sortie et la tension prélevée pour la réaction. Pour exciter et entretenir les oscillations, l'inverse de $1/k_r$, c'est-à-dire k_r , doit être égal ou supérieur à l'amplification A du quadripôle :

$$k_r \geq A \text{ ou } A \times \frac{1}{k_r} < 1$$

Le fonctionnement d'un oscillateur à réaction peut être représenté par un exemple très ancien et très connu : le « marteau » de la sonnette électrique. On peut, à l'aide de la représentation du relais télégraphique (fig. 6-1), en dessiner le quadripôle équivalent (fig. 9-3 b).

Lorsque l'enroulement du relais attire l'armature, le contact r s'ouvre en provoquant une « variation de courant » qui est répercutée sur l'« entrée ». Aucun courant ne circulant plus dans l'enroulement, l'armature retombe d'elle-même, le contact r se referme... et le jeu recommence.

Le « circuit oscillant » est formé de la masse de l'armature et de l'élasticité des lames du contact, desquels résulte la fréquence des battements du marteau de la sonnette.

La puissance nécessaire est fournie par la batterie B.

9-4. — Conditions nécessaires à l'amorçage des oscillations.

La tension alternative d'entrée d'un amplificateur quadripôle monté en émetteur commun, ou cathode commune, est en opposition de phase avec la tension alternative de sortie.

Or, l'amorçage des oscillations n'est obtenu que lorsque la tension de réaction est en phase avec la tension d'entrée ; il est donc indispensable de la déphaser de 180° . Ce déphasage est réalisé lorsque les connexions aboutissant aux extrémités des enroulements, vues du même côté du

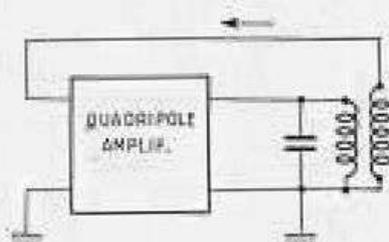


Fig. 9-3 a. — Circuit oscillateur pour la production de tension de haute fréquence par quadripôle amplificateur.

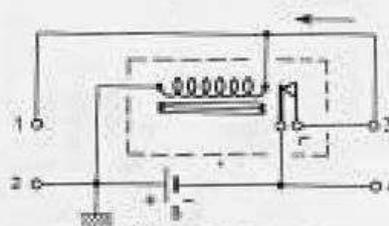
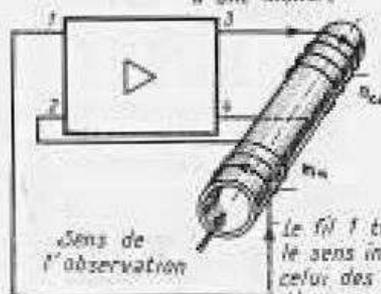


Fig. 9-3 b. — Exemple de la sonnerie électrique.

Le fil 3 tourne dans le sens des aiguilles d'une montre



Sens de l'observation

Le fil 1 tourne dans le sens inverse de celui des aiguilles d'une montre

Fig. 9-4 a. — Sens des enroulements d'entrée et de sortie sur un même cylindre, dans les cas le plus souvent rencontrés, où les deux enroulements sont bobinés à la suite sur un même mandrin. Le symbole contenu dans le rectangle indique un quadripôle amplificateur, les tensions ou les puissances croissent vers le droite.

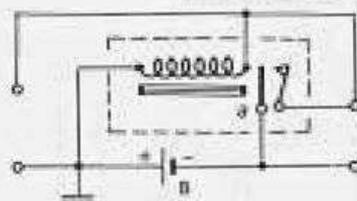


Fig. 9-4 b. — Du fait d'un « déphasage » dans le branchement d'une sonnerie électrique (contact ouvert) il n'y a pas d'oscillation.

mandrin, y sont reliées en sens inverse (fig. 9-4 a).

Le rapport du nombre de spires de l'enroulement de réaction N_R à celui du circuit oscillant N_{CO} (c'est-à-dire $1/k_r$) doit être de :

Gammes P. O. et G. O. :

$$N_R = 0,1 \text{ à } 0,3 N_{CO}$$

Gammes O. C. et V. H. F. :

$$N_R = 0,5 \text{ à } 1,5 N_{CO}$$

L'exemple de la sonnette électrique peut également servir à exprimer les conditions de phase. En effet, si les contacts ne sont pas « en phase », c'est-à-dire si le contact au repos est demeuré ouvert (fig. 9-4 b), aucun afflux de courant, et, par conséquent, aucune « réaction », ne pouvant avoir lieu, il ne peut y avoir oscillation.

9-5. — Connexions des enroulements.

Le nombre exact de spires de l'enroulement de réaction est à fixer expérimentalement le plus bas possible, afin qu'une tension réduite au minimum entretienne, de façon sûre, l'oscillation dans le quadripôle amplificateur. Il est donc indispensable de remplir la condition $k_r = A$, indiquée dans le paragraphe précédent.

Les bobinages à air sont ceux qui exigent la plus haute valeur du nombre de spires N_R de l'enroulement de réaction, les bobinages à noyau de fer, ceux qui demandent la plus petite.

Pour les bobinages en nid d'abeilles, ainsi que ceux bobinés sur des mandrins à gorge, l'extrémité supérieure E de l'enroulement du circuit oscillant est généralement connectée à la borne 3 du quadripôle (fig. 9-5). Afin que le sens d'enroulement corresponde à l'inversion de phase permettant l'addition de la tension de réaction, l'extrémité intérieure I du bobinage de réaction doit être connectée à la borne 1 du circuit d'entrée.

9-6. — Réaction inductive.

Le couplage des circuits oscillants aux transistors, en raison de la faible valeur de la résistance interne de ces derniers, doit être effectué par un enroulement à faible impédance. C'est pourquoi, dans la figure 9-6, le bobinage du circuit oscillant, dont une extrémité est au potentiel de la masse, est couplé au collecteur par l'enroulement 3 et 4, numéros corres-

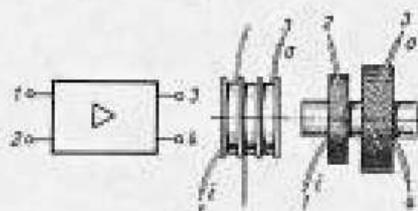


Fig. 9-5. — Points de connexion des enroulements « sous gorge », ou en « nids d'abeille » pour le même sens d'enroulement.

LES OSCILLATEURS A TRANSISTORS

pendant à la sortie du quadripôle, l'enroulement de réaction 1 et 2, correspondant à l'entrée du quadripôle, le couplant à la base.

Pour éviter le court-circuit de la résistance R_1 du diviseur de tension de base par l'enroulement de réaction, un condensateur C est connecté en série avec celui-ci. L'impédance de ce condensateur doit être faible par rapport à la valeur de la résistance R_2 en parallèle sur R_1 , afin que le filtre passe-haut ainsi formé n'abaisse pas la fréquence d'oscillation, ou bien, ce qui serait pire, ne crée pas un déphasage qui contrarierait la réalisation de la condition essentielle de la réaction positive, c'est-à-dire l'inversion de phase de 180° entre circuits de sortie et d'entrée.

Les extrémités 1 (liaison à la base) et 3 (liaison au collecteur) des bobinages doivent donner un sens d'enroulement inverse (fig. 9-4 a). Pour assurer l'oscillation à la fréquence propre du circuit oscillant, tout couplage direct entre les connexions des cosses 1-2 et 3-4 doit être évité, ce couplage pouvant donner naissance à des oscillations à la fréquence de résonance de l'un des deux enroulements. Cet inconvénient est écarté en adoptant l'une des dispositions des figures 9-6 b et c, dans lesquelles les deux bobinages « ne peuvent se voir ».

9-7. — Circuit oscillant à bobinage à prise de collecteur.

L'enroulement spécial de collecteur 3-4 peut être remplacé par une prise pratiquée sur le bobinage du circuit oscillant. L'une des armatures du condensateur variable étant généralement mise à la masse, on y connecte également le pôle négatif de la batterie d'alimentation, dont le pôle positif peut d'ailleurs, du point de vue des tensions alternatives, être considéré comme étant également à la masse, car la batterie ne présente à ces tensions qu'une résistance de faible valeur. Elle est d'ailleurs en pratique shuntée par un condensateur.

Le reste du schéma correspond exactement à celui de la figure 9-6 a.

9-8. — Réaction sur l'émetteur.

La tension de réaction, dans ce cas, doit être appliquée entre base et émetteur. Pour cela on connecte l'enroulement de

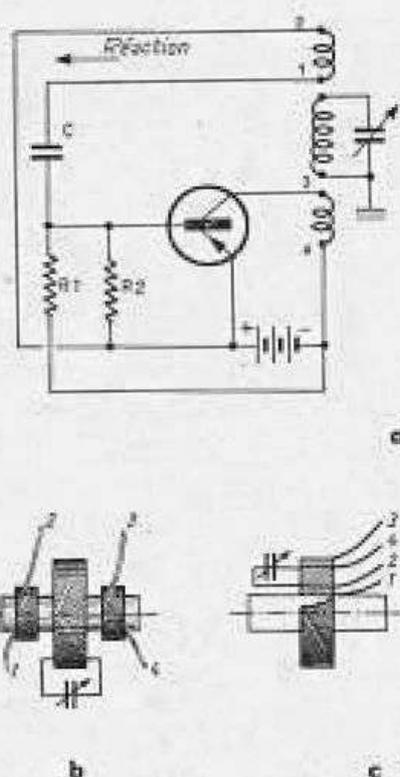


Fig. 9-6. — Dans un oscillateur à transistor, les enroulements de base et de collecteur doivent être couplés au circuit oscillant.

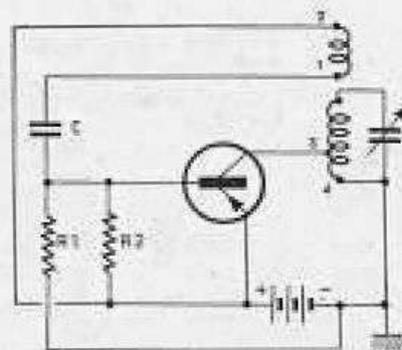


Fig. 9-7. — Le collecteur est couplé au moyen d'une prise sur le circuit oscillant.

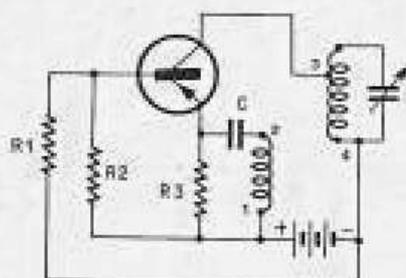


Fig. 9-8. — La bobine 1-2 de réaction se trouve dans la connexion de l'émetteur.

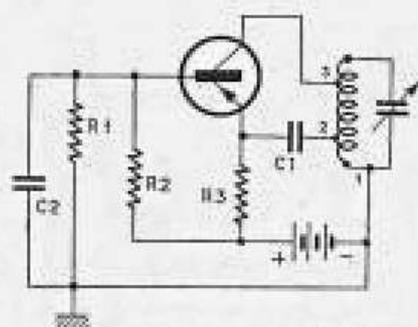


Fig. 9-9. — Oscillateur à transistor dans un circuit inductif « à trois prises ».

réaction 1-2 de telle sorte qu'il soit, du point de vue des tensions alternatives, en série dans la liaison à l'émetteur. Comme dans la figure du paragraphe précédent, le point 2 est relié à l'émetteur et le point 1 à la base, afin que les conditions de phase soient remplies (fig. 9-8).

La compensation des variations de température est assurée par la résistance d'émetteur R_3 , procédé qui est utilisé le plus souvent. Pour qu'elle ne soit pas court-circuitée par l'enroulement de réaction, on place le condensateur C en série avec cet enroulement.

C'est intentionnellement qu'aucun symbole de masse n'a été représenté dans ce schéma, mais on pourrait, en principe, mettre l'émetteur, la base ou le collecteur à la masse sans que cela influe sur l'amplification et la réaction.

9-9. — Oscillateur à trois prises monté en base commune.

Il ne nous reste plus maintenant qu'à représenter l'enroulement de réaction 1-2 par une fraction du bobinage du circuit oscillant, plus exactement le point 2 par une prise, les points 1 et 4 étant réunis.

Les oscillations sont désormais engendrées dans le circuit oscillant, aux trois prises 1, 2 et 3. De là découle le nom d'*oscillateur à trois prises*.

Comme dans la réaction par bobinage séparé, les connexions du collecteur 3 et de la base 1 sont telles que les sens d'enroulement remplissent les conditions d'inversion de phase, car elles se trouvent maintenant aux extrémités opposées du même bobinage. L'émetteur est connecté par le condensateur C_1 à la borne 2, entre 1 et 3 (fig. 8-9).

Dans ce schéma, la base est reliée capacitivement à la masse par le condensateur C_2 . Le pied du circuit oscillant, avec l'une des armatures du condensateur variable, ainsi que le pôle négatif de la batterie sont également à la masse.

Il s'agit donc ici, d'un oscillateur à trois prises monté en base commune, analogue à ceux utilisés dans les récepteurs à transistors.

9-10. — Représentation d'un oscillateur par un quadripôle à transistor.

Le schéma représenté dans la figure 9-9 ne permet pas de mettre en évidence les

propriétés du quadripôle. C'est pourquoi, dans la figure 9-10, le symbole du transistor est reproduit avec la base tournée vers la masse. On voit mieux maintenant que la charge de sortie du quadripôle est constituée par la fraction du circuit oscillant comprise entre les points 3 et 1 (4), que la fraction de tension existant entre les points 1 et 2 est couplée aux bornes d'entrée, et que la base est l'électrode de référence commune aux circuits d'entrée et de sortie.

Les enroulements de couplage des circuits de base et de collecteur ne sont plus disposés de la manière indiquée par la figure 9-6 c, car, représentant maintenant une partie fixe du circuit oscillant lui-même, ils ne risquent plus de créer des oscillations indépendantes.

9-11. — Principe.

Aux très hautes fréquences, le courant de collecteur i_2 d'un transistor n'est plus en phase avec la tension de base u_1 (paragraphe 6-15). C'est ainsi que dans les transistors H. F. actuellement utilisés dans la bande de 100 MHz, le courant i_2 est en retard d'environ 90° sur la tension u_1 .

En conséquence, les conditions optimales de phase n'étant pas réalisées, un montage normal à réaction inductive, comme celui de la figure 9-10, ne pourrait pas osciller à cette fréquence.

La figure 9-11 représente donc le schéma de principe du montage utilisé dans les oscillateurs V. H. F.

Une tension de commande u_1 étant appliquée entre émetteur et base, un courant de collecteur i_2 prend naissance dans le circuit oscillant, mais avec un retard de 90° environ sur la tension u_1 . Toutefois, la tension u_2 , engendrée aux bornes du circuit oscillant par le courant i_2 , reste en phase avec celui-ci, car, à sa fréquence de résonance, ce circuit se comporte comme une résistance ohmique pure.

La tension u_2 transmet au circuit d'entrée un courant de réaction i_3 , à travers le condensateur de réaction C_R de très faible capacité (3 à 4 pF). La résistance R_{BE} , entre base et émetteur, étant de faible valeur ohmique par rapport à la réactance capacitive $1/\omega C_R$ du condensateur de réaction, celui-ci est prédominant pour la détermination du courant i_3 , à qui il donne une avance de phase de 90° environ sur la tension u_2 (fig. 1-9). Ce courant i_3 ,

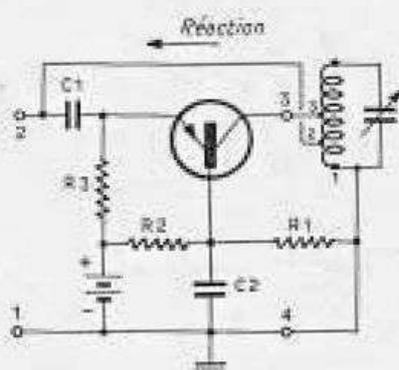


Fig. 9-10. — Représentation sous forme de quadripôle du circuit précédent.

LES OSCILLATEURS A TRANSISTORS POUR V.H.F.

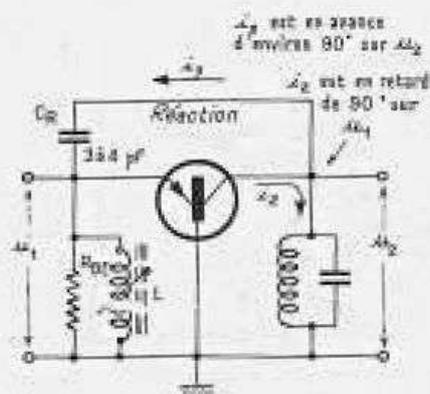


Fig. 9-11. — Principe de l'oscillateur à transistor pour ondes ultra-courtes.

enfin, engendre aux bornes de la résistance R_{110} une tension ayant la même avance de phase.

La tension de réaction transmise à la base étant maintenant pratiquement en phase avec la tension de commande d'origine u_1 , celle-ci se trouve augmentée, et le transistor peut osciller.

Un bobinage L , connecté entre base et émetteur, corrige éventuellement les écarts de déphasage de part et d'autre de 90° . Sa self-induction est quelquefois variable, et permet son adaptation à l'angle de phase du transistor utilisé.

Ce dispositif ne fonctionne que dans une plage de fréquences étroite, pour lesquelles le déphasage entre i_2 et u_1 est à peu près de 90° .

Par conséquent, ce principe ne permet pas de réaliser un oscillateur couvrant une large bande de fréquences.

9-12. — Oscillateur pour V.H.F.

En ajoutant, au schéma de principe représenté dans la figure précédente, la batterie d'alimentation, le diviseur de tension de base, la résistance d'émetteur, et en disposant le symbole du transistor de façon classique, on obtient le schéma complet d'un oscillateur pour V. H. F. (fig. 9-12).

Le circuit oscillant, accordé par un condensateur variable, engendre une oscillation de fréquence f_0 . Il est couplé au collecteur par un condensateur dont la capacité est de 56 pF , valeur relativement forte. Une bobine d'arrêt L_a transmet le courant continu au collecteur. Le condensateur de réaction C_R a une valeur de 4 pF .

Le bobinage à self-induction réglable est connecté en série dans la liaison d'émetteur. Son réglage, effectué sous une tension d'alimentation réduite à 4 V , est obtenu lorsqu'un voltmètre électronique pour V.H.F., branché entre émetteur et masse, indique un maximum. Cette indication correspond au couplage optimal de la réaction pour l'amorçage des oscillations.

A la tension d'alimentation normale de 5 à 6 V , les oscillations sont parfaitement entretenues.

9-13. — Oscillateur à réaction inductive.

La résistance interne relativement élevée des lampes permet de connecter directe-

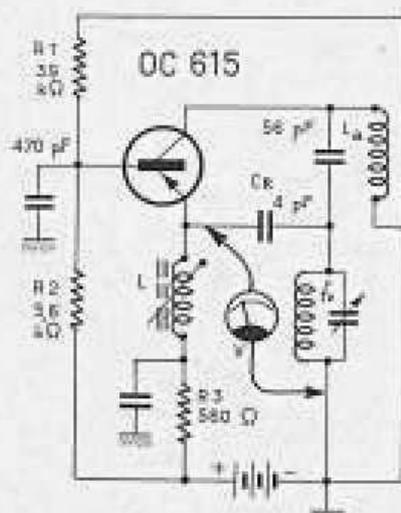


Fig. 9-12. — Schéma complet d'un oscillateur à transistor pour ondes ultra-courtes.

LES OSCILLATEURS
A TUBES

ment le circuit accordé sur l'anode. L'enroulement de réaction est connecté à l'entrée, c'est-à-dire à la grille et à la cathode.

Ce montage est également appelé, du nom de son inventeur, « circuit de Meisner ».

Dans les oscillateurs, la tension de polarisation de grille est généralement obtenue par redressement de la tension alternative de grille. Le circuit redresseur est représenté dans le cercle en pointillé de la figure 9-13; il fonctionne comme le circuit de base représenté dans la figure 5-18 c. La grille, se comportant comme l'anode d'un tube redresseur, devient le siège d'une tension continue négative.

Valeur de la tension de polarisation : $V_g = I \times R$.

AVANTAGE : A une élévation de la tension alternative correspond automatiquement une augmentation de la tension de polarisation.

9-14. — Oscillateur à lampe à alimentation série.

Lorsque la source de tension continue d'anode et le bobinage du circuit accordé sont connectés en série, la source de tension doit être découplée, afin de fermer le circuit oscillant, et de le relier en un seul point à la cathode et à la masse.

AVANTAGE : Le condensateur d'accord peut avoir une de ses armatures mise à la masse.

INCONVÉNIENT : Ce même condensateur est chargé par les tensions continue et alternative additionnées. Il doit donc pouvoir supporter les pointes de tension résultantes. Tout risque de court-circuit, en courant continu, entre les armatures du condensateur variable, peut être écarté en connectant un condensateur du côté de l'anode.

9-15. — Oscillateur à lampe à alimentation parallèle.

Dans ce montage, la tension continue est transmise à l'anode par un circuit parallèle au circuit oscillant. Aucun courant continu ne circulant donc dans le bobinage, celui-ci peut être relié directement à la masse.

Une résistance de forte valeur transmet la haute tension à l'anode. Elle provoque un certain amortissement du circuit, mais

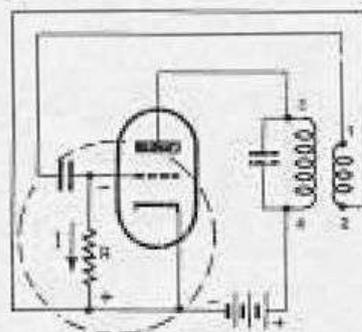


Fig. 9-13. — Tube avec réaction inductive sur la grille. La tension de polarisation de grille est obtenue par redressement de la tension alternative de grille.

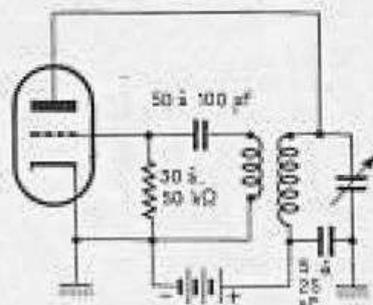


Fig. 9-14. — La tension d'alimentation anodique et le circuit oscillant sont en série.

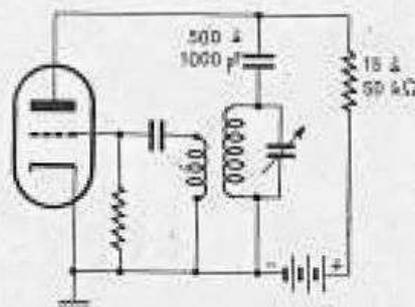


Fig. 9-15. — La tension anodique continue se trouve en parallèle sur le circuit oscillant.

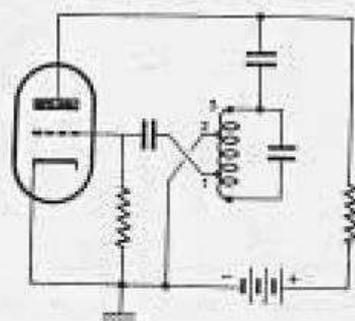


Fig. 9-16. — Le tension alternative de grille est prélevée sur la bobine du circuit oscillant.

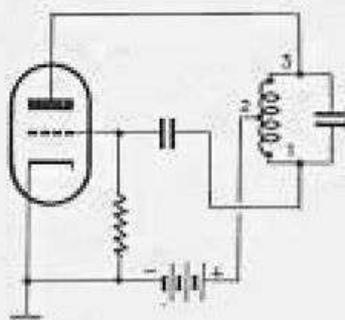


Fig. 9-17. — Circuit « à trois prises » avec alimentation série et cathode à la masse.

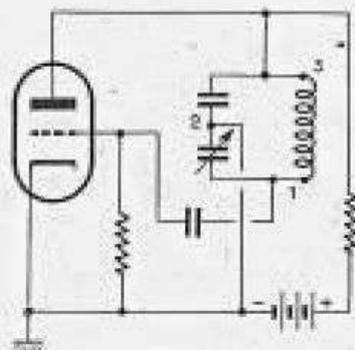


Fig. 9-18. — La tension sinusoïdale de grille est prélevée à un diviseur capacitif.

elle rend l'impédance à la résonance et l'amplitude des oscillations plus régulières sur toute la largeur de la bande couverte.

9-16. — Oscillateur « à trois prises » ou « Hartley ».

Au lieu d'utiliser un enroulement de grille séparé, la tension de réaction nécessaire à l'excitation de la grille peut être prise directement sur le bobinage du circuit oscillant (fig. 9-16).

Afin de réaliser les conditions de sens d'enroulement indiquées dans les figures 9-4 a et 9-5, anode et grille doivent être connectées chacune à l'une des extrémités du bobinage. C'est pourquoi masse et cathode y sont reliées à une prise commune.

Le bobinage est donc relié par trois prises, d'où est venu le nom du montage, d'ailleurs plus couramment appelé, du nom de son inventeur, *oscillateur Hartley*.

La figure 9-16 en présente la version à alimentation parallèle.

9-17. — Oscillateur Hartley à alimentation série.

La tension continue d'anode est connectée en série avec le circuit oscillant par une prise effectuée sur le bobinage. Le condensateur de grille isole en même temps celle-ci de la tension anodique.

Ce montage est rarement utilisé dans la construction des récepteurs, nous ne le citons ici que pour servir d'introduction à la figure et au paragraphe suivants.

9-18. — Oscillateur Colpitts.

Le point de potentiel intermédiaire permettant le prélèvement de la tension alternative retransmise à la grille, obtenu dans les figures 9-16 et 9-17 par une prise sur le bobinage, peut être réalisé également en divisant la capacité d'accord du circuit oscillant en deux condensateurs connectés en série, la tension de réaction étant prise aux bornes de l'un d'eux ; cette disposition permet également l'amorçage des oscillations.

La tension continue, ne trouvant aucun chemin dans cette disposition uniquement capacitive, doit être transmise à l'anode par une résistance.

L'une des capacités partielles peut être un condensateur variable permettant l'accord du circuit oscillant sur différentes

fréquences. Une de ses armatures est reliée à la masse.

Ce montage est appelé couramment, du nom de son inventeur, *oscillateur Colpitts*.

9-19. — Schéma d'un oscillateur à lampe représenté par un quadripôle.

La représentation sous forme de quadripôle d'un schéma d'oscillateur à trois prises permet également d'expliquer son fonctionnement.

On peut voir ainsi que, dans l'oscillateur Colpitts de la figure précédente, le circuit oscillant servant de charge de sortie est connecté aux bornes 3 - (4) du quadripôle à lampe, où apparaît la tension partielle v_2 . La seconde tension partielle v_1 est la somme des tensions d'entrée et de réaction du quadripôle.

9-20. — Oscillateur Colpitts pour V.H.F.

Dans l'oscillateur Colpitts il existe inévitablement des petites capacités parasites entre la masse et les extrémités des bobinages, ainsi qu'entre la masse et les broches 1 et 3 de la lampe. La position de ces capacités est exactement la même que celle des capacités partielles du montage de la figure 9-18. En V. H. F., elles sont de valeur suffisante pour assurer l'auto-excitation.

Le circuit oscillant est donc uniquement constitué par un bobinage de quelques spires de fort fil de cuivre, les capacités parasites tenant lieu de condensateur.

9-21. — Oscillateur à réaction cathodique.

Il est aisé de remarquer le lien de parenté unissant ce montage aux précédents, car, dans un oscillateur à trois prises, l'anode et la grille sont toujours connectées aux deux extrémités opposées du bobinage, la cathode y étant reliée par une prise.

La différence réside dans le fait que le tube est monté en grille commune, la fraction du bobinage servant d'enroulement de réaction étant connectée à la cathode. De là le nom de *réaction cathodique*. L'appellation « oscillateur inductif à grille commune » eût mieux convenu.

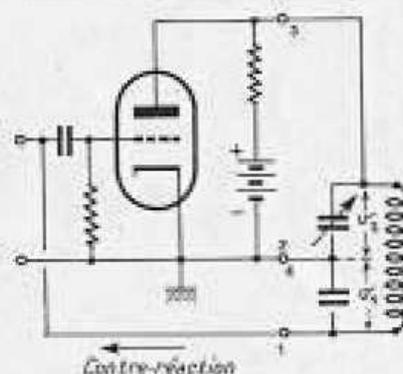


Fig. 9-19. — Représentation sous forme de quadripôle du circuit de la figure précédente.

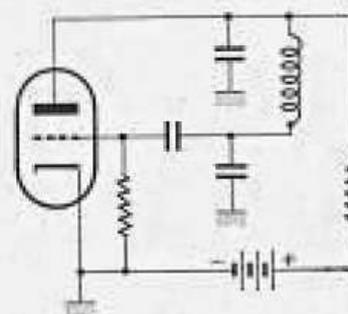


Fig. 9-20. — Auto-oscillation par diviseur capacitif de tension.

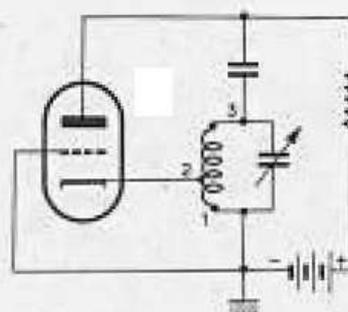


Fig. 9-21. — Oscillateur « à trois prises » avec grille à la masse.

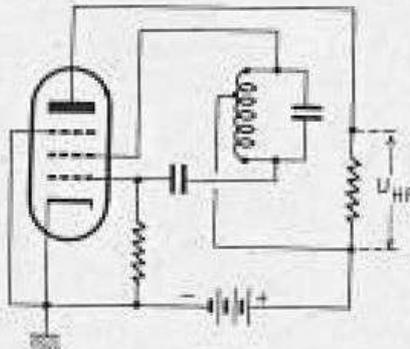


Fig. 9-22. — Circuit «à trois prises» entre cathode et grille-écran.

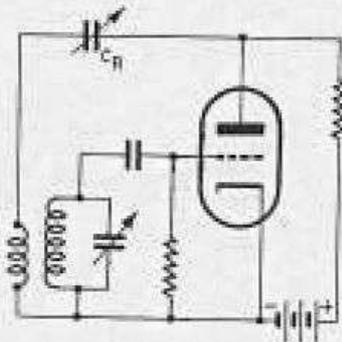


Fig. 9-23. — Détectrice à réaction avec réaction réglable.

9-22. — Oscillateur E C O.

En O. C., les amateurs emploient souvent des pentodes, et exploitent alors cathode, grille et grille-écran comme oscillateur à trois prises.

AVANTAGE. — La tension de haute fréquence (U_{HF} de la figure 9-22) peut être prise aux bornes de la résistance d'anode sans réagir sur le circuit oscillant, le circuit utilisateur n'est couplé que par le flux électronique de la lampe (les initiales ECO d'ailleurs sont l'abréviation du terme « electron-coupled-oscillator »).

9-23. — Oscillateur à circuit oscillant grille.

Si, dans un montage à couplage inductif, l'on inverse les positions respectives du circuit oscillant et de la bobine de réaction, on obtient également l'amorçage des oscillations, à condition évidemment que l'amplification et la réaction correspondent à la relation $A \times k_r = 1$.

Ce montage a beaucoup été utilisé autrefois, dans les récepteurs simples à amplification directe, sous le nom de *détectrice à réaction*. On a ici, en série avec l'enroulement de réaction, un condensateur C_R qui permet de faire varier le coefficient de couplage. La fraction de tension alternative d'anode renvoyée dans le circuit de grille d'entrée, s'ajoute à la tension reçue d'un émetteur (fig. 9-2) et est amplifiée à nouveau avec elle. La fréquence de résonance est plus amplifiée que les fréquences voisines. Il en résulte une meilleure sélectivité que sans réaction, le circuit étant « désamorti ».

La réaction, ici, ne doit pas provoquer l'amorçage d'oscillations, sinon des sifflements prendraient aussitôt naissance.

Ce montage est souvent utilisé comme oscillateur dans les récepteurs V.H.F., le circuit de grille étant accordé, et le condensateur de réaction C_R fixe.

9-24. — Vérification de l'oscillation.

Lorsque l'oscillateur fonctionne :

A. - Un courant de grille, provenant du redressement de la tension alternative à ses bornes (fig. 9-13) doit circuler dans la

résistance de polarisation. Cette mesure s'effectue donc à l'aide d'un milliampèremètre connecté en A ;

B. - La grille devenant négative, le courant anodique diminue. Celui-ci est vérifié à l'aide d'un milliampèremètre connecté en B, directement après la source d'alimentation.

C. - Mesure de la tension alternative produite, à l'aide d'un voltmètre électronique H. F. Mais attention !... On risque de désaccorder le circuit oscillant et, par conséquent, de désamorcer les oscillations, si les connexions reliant l'appareil de mesure sont trop longues.

On peut aussi vérifier l'oscillation en court-circuitant l'enroulement de grille ou d'anode. L'oscillation cessant, les indications des appareils de mesure en A et C doivent tomber à zéro, tandis qu'au contraire, en B le courant augmente.

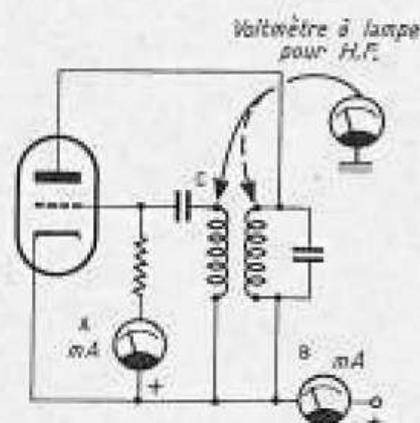


Fig. 9-24. — Indication de l'état d'oscillation par la mesure du courant de grille, du courant anodique, ou de la tension de haute fréquence.

Dispositions particulières de montages

NEUTRODYNAGE

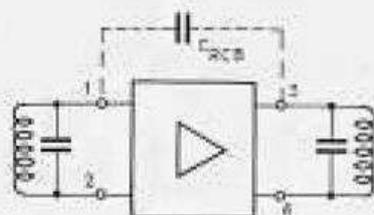


Fig. 10-1. — Réaction par impédance interne d'un quadripôle.

10-1. — Réaction non contrôlée.

Dans les récepteurs, on rencontre souvent à l'entrée et à la sortie d'un quadripôle amplificateur, des circuits oscillants accordés sur la même fréquence. Cette disposition peut entraîner, du fait de l'existence de la capacité parasite de réaction interne, ou de la résistance de réaction du quadripôle, le retour au circuit d'entrée d'une fraction de la tension alternative d'anode. Dans les transistors d'ailleurs, ce phénomène est précisément appelé « réaction de tension » (fig. 6-10).

Les oscillations produites par cet effet de réaction sont généralement à la fréquence du circuit de sortie, et leur amplitude peut être suffisamment grande pour rendre l'action de l'amplificateur inefficace. Elles sont, en outre, une source de parasites pour les récepteurs situés dans le voisinage. On appelle « accrochage » cet amorçage d'oscillations parasites dans les amplificateurs.

10-2. — Principe du neutrodynage (ou neutralisation).

Cette réaction interne peut être neutralisée en ajoutant sur les bornes d'entrée une seconde tension égale en amplitude à la tension de réaction, mais déphasée de 180° , prélevée sur le circuit de sortie. Les deux tensions s'annulent alors sur la borne « chaude » 1 (fig. 10-2 a), et l'auto-excitation est évitée.

Pour obtenir le déphasage correct, la

tension de neutrodynage est prise sur un enroulement (points 4 et 5), prolongeant le bobinage du circuit de sortie. La tension du point 5 est alors en opposition de phase avec celle du point 3.

La grandeur de la tension de neutrodynage est ajustée à l'aide du condensateur C_N .

Si la branche de réaction interne comporte, comme dans les transistors, une résistance ohmique, elle doit être également représentée dans la branche de neutrodynage. Toutefois, la résistance en parallèle sur C_N peut être négligée dans la plupart des cas.

L'action du neutrodynage est montrée dans le circuit équivalent de la figure 10-2 b. Les deux fractions de bobinage 3-2 et 2-5 forment deux branches d'un montage en pont. Aux bornes 3 et 5 du bobinage se trouve la tension totale u_a . Les deux autres branches du pont sont formées par les capacités de réaction interne C_{acc} , et de neutrodynage C_N (les résistances ayant été négligées afin d'alléger le schéma).

Lorsque, à l'aide de la capacité ajustable C_N , le pont est équilibré, la tension u' aux bornes 1 et 2 (4) de la seconde diagonale devient nulle. Autrement dit, il n'existe plus aucune tension de sortie retournant entre les bornes d'entrée 1 et 2.

La réaction a disparu, l'amplificateur n'accroche pas.

10-3. — Etage de transistor neutrodyné.

Le condensateur du circuit oscillant du schéma représenté dans la figure précédente peut aussi être connecté sur l'ensemble des deux enroulements de sortie. Les potentiels des deux extrémités d'un bobinage de circuit oscillant étant toujours déphasés de 180° , la différence de phase n'en est que mieux fixée.

Dans un amplificateur à transistor, la branche de neutrodynage est donc connectée du pied du bobinage à la base du transistor. Son condensateur est réglable et la résistance de réaction réelle est neutralisée par une résistance de valeur correspondante R_N .

Pour tout réglage de neutrodynage, il faut tenir compte de la particularité importante des transistors : la capacité parasite de réaction C_{acc} , étant en fait la capacité de la jonction base-collecteur, a une

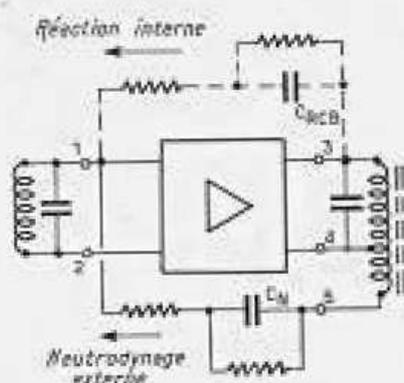


Fig. 10-2. — Suppression de la réaction interne par neutrodynage.

a) Principe.

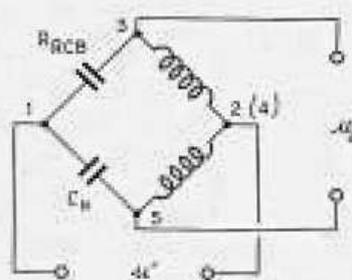


Fig. 10-2 b. — Neutrodynage dans un montage en pont.

LE NEUTRODYNAGE ET LES TRANSISTORS

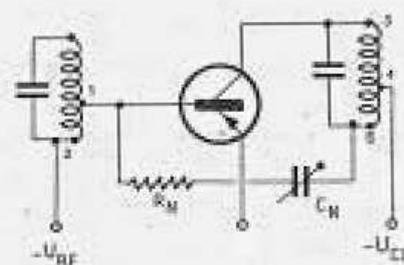


Fig. 10-3. — Neutrodynage d'un étage à transistor.

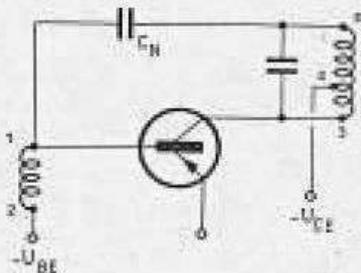


Fig. 10-4. — Autre présentation du neutrodynage d'un étage à transistor.

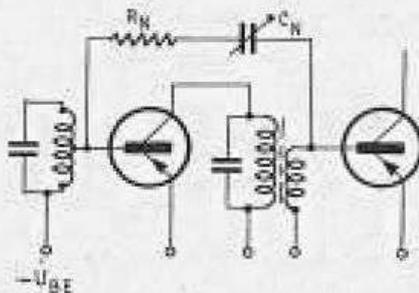


Fig. 10-5. — Neutrodynage par un enroulement séparé.

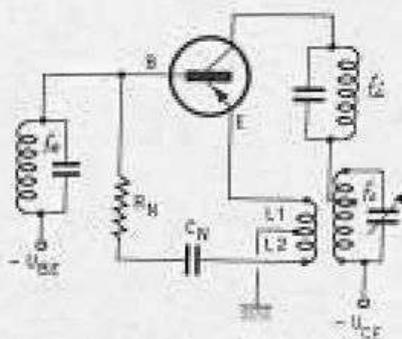


Fig. 10-6. — Neutrodynage par le bobinage d'émetteur.
a) Circuit.

valeur proportionnelle à la tension, et le neutrodynage ne peut donc convenir strictement que pour une valeur déterminée de la tension d'alimentation du transistor.

Le réglage doit donc être effectué avec la tension d'alimentation totale pour laquelle l'amplification et les risques d'accrochage sont les plus élevés.

10-4. — Autre forme de neutrodynage d'un transistor.

Dans les cas moins critiques, la résistance de neutrodynage R_N peut être supprimée, et le condensateur ajustable C_N remplacé par une capacité fixe.

Dans la figure 10-4 le circuit de sortie est représenté d'une façon différente, souvent utilisée pour les montages industriels. L'enroulement de neutrodynage 4-5 est placé maintenant dans la partie supérieure du dessin, d'où part la liaison du condensateur C_N à la base.

10-5. — Neutrodynage de base à base.

La fraction du bobinage du circuit oscillant tenant lieu de bobine de neutrodynage peut être remplacée par l'enroulement de couplage du transistor suivant. Le sens de branchement doit être tel que la tension renvoyée à travers C_N et R_N soit en opposition de phase avec la tension produite sur la base par l'effet de réaction du premier transistor.

Ce montage ne peut être utilisé lorsque les deux transistors sont couplés par un filtre de bande. Dans ce cas, le neutrodynage doit être effectué suivant les schémas des figures 10-3 ou 10-4.

10-6. — Neutrodynage par le bobinage d'émetteur.

Le but du neutrodynage reste le renvoi sur la base, avec un déphasage convenable, d'une tension empruntée au circuit de sortie. C'est ce qui est réalisé dans le montage représenté par la figure 10-6 a, à l'aide d'un dispositif analogue à celui de la figure 9-8. Le bobinage d'émetteur est prolongé au-delà de sa prise de masse par un enroulement supplémentaire L_p sur lequel est connectée la branche de neutrodynage reliée d'autre part à la base. Ce mode de neutrodynage a une raison particulière. Le transistor devant osciller à la fréquence f_0 , la base ne doit être au

potentiel de la masse que pour cette fréquence, bien que le montage comporte deux autres circuits accordés sur deux fréquences différentes f_0 et f_1 .

Dans la figure 10-6 b, la tension d'oscillation f_0 aux bornes des deux parties du bobinage L_1-L_2 apparaît à l'une des diagonales d'un pont formé par L_1 , L_2 , C_M et la capacité du transistor C_{BT} . Lorsque ce pont est équilibré, la base est au potentiel de la masse pour la fréquence f_0 uniquement, c'est-à-dire que la tension d'oscillation y est annulée.

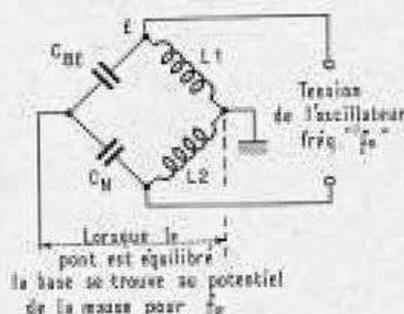


Fig. 10-6 b. — Principe du pont.

10-7. — Un oscillateur triode.

C'est la capacité grille-anode C_{ga} qui, dans les lampes, risque de provoquer la naissance d'une tension de réaction interne. Cet inconvénient fut utilisé autrefois dans un montage oscillateur à lampe triode, dont les circuits de grille et d'anode étaient accordés sur la même fréquence. Ce montage porta le nom de son inventeur : « circuit Huth-Kühn » (fig. 10-7).

Dans les récepteurs, le danger d'accrochage causé par la capacité grille-anode est supprimé par l'emploi des pentodes, dont la capacité C_{ga} est de faible valeur (fig. 7-17).

LE NEUTRODYNAGE ET LES TUBES

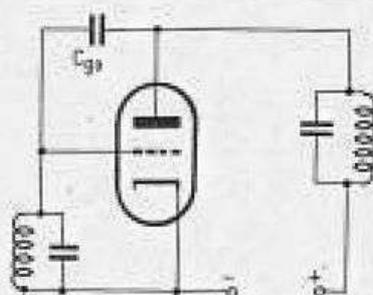


Fig. 10-7. — Réaction à travers la capacité grille-anode.

10-8. — Neutrodynage des triodes.

Dans la bande V. H. F., la résistance d'entrée et la résistance de bruit des triodes leur donne l'avantage sur les pentodes. Cependant, leur forte capacité grille-anode, rend l'accrochage inévitable dans les montages H. F.

C'est pourquoi, bien avant l'invention des pentodes, on avait déjà découvert des dispositifs de neutrodynage rendant la capacité C_{ga} inoffensive.

Pour cela, on renvoie de l'anode sur la grille une seconde tension de même valeur, mais déphasée de 180° par rapport à celle qui lui est transmise par la capacité C_{ga} .

Toutefois, dans la technique actuellement utilisée en V. H. F., le problème se présente généralement sous une forme différente. En effet, la tension issue du circuit de sortie ne doit pas être appliquée aux bornes de l'ensemble du circuit oscillant de grille (fig. 10-8 a), car elle risquerait alors d'être rayonnée par l'antenne. Le bobinage est donc divisé en deux parties L_1 et L_2 et le point commun est relié à la

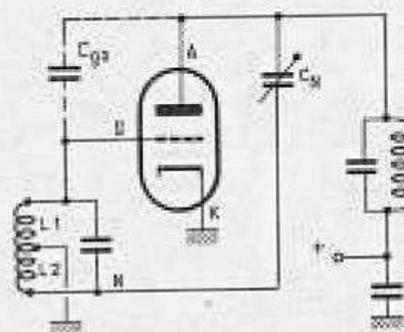


Fig. 10-8 a. — Circuit d'une triode neutrodynée.

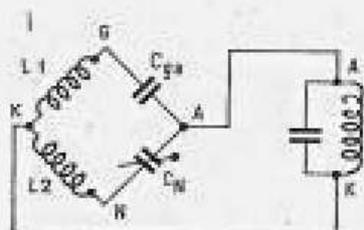


Fig. 10-8 b. — Principe du pont.

masse. La tension de neutrodynage est appliquée à l'extrémité opposée à la grille par le condensateur C_X . La figure 10-8 b représente le montage en pont équivalent.

L'équilibre du pont est obtenu par ajustage du condensateur C_X ; à ce moment, la tension parasite de réaction causée par la capacité C_{pa} est annulée, ou neutrodynée, par la contre-réaction de tension transmise à la grille par le condensateur C_Y .

Mais le neutrodynage d'une triode n'est valable que pour une bande de fréquences relativement étroite. En P. O., où le rapport de fréquences est de 1 à 3, on obtient difficilement un neutrodynage complet. C'est pourquoi, depuis l'apparition des pentodes, on n'a plus construit de récepteurs « neutrodynes ». En V. H. F., où le rapport de fréquences n'est que de 1 à 1,4 (88 à 100 MHz), le neutrodynage est encore critique, et il doit être revu lors d'un changement de lampe.

10-9. — Neutrodynage par la grille-écran.

Dans les pentodes à pente et amplification élevées, comme, par exemple, le tube EF 85 employé en amplificateur de fréquence intermédiaire, l'action de la grille-écran ne suffit pas. Bien qu'il s'agisse d'une pentode, le neutrodynage est nécessaire pour supprimer toute tendance à l'accrochage et obtenir l'amplification maximale alliée à la plus grande stabilité.

Dans les étages à fréquence intermédiaire, le neutrodynage permet d'obtenir des courbes de transfert de bande bien symétriques. La faible capacité résiduelle grille-anode des pentodes peut être aisément compensée par un condensateur correctement calculé.

La grille-écran n'est pas reliée à la masse du point de vue du courant alternatif, et elle reçoit une faible tension alternative issue du circuit oscillant d'anode, tension qui doit être en opposition de phase avec celle transmise à la grille de commande par la capacité C_{pa} , c'est-à-dire avec la tension parasite de réaction.

La tension de neutrodynage est prise aux bornes d'une résistance de faible valeur ohmique (1000 Ω dans la figure 10-9 a), connectée à l'extrémité du bobinage opposée à l'anode et partagée par un diviseur de tension capacitif C_{pa} - C_p .

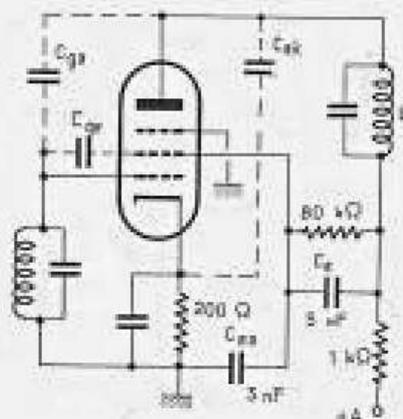


Fig. 10-9 a. — Circuit de neutrodynage d'une pentode par la grille-écran.

La fraction de tension parvenue à l'écran est alors transmise, par la capacité interne C_{gr} , à la grille de commande, sur laquelle elle vient compenser l'effet de réaction apporté par la capacité C_{ga} .

La figure 10-9 b représente le circuit équivalent. La tension alternative aux bornes du bobinage L étant divisée par les deux capacités C_{ak} et C_e , la condition nécessaire au neutrodynage, c'est-à-dire à l'équilibrage du pont, est :

$$C_e = \frac{C_{ak} \times C_{gr}}{C_{ga}}$$

Pour le schéma de la figure 10-9 a, le calcul des rapports donne un condensateur d'écran $C_e = 3$ nF. Lors du dépannage de ce type de montage il faut donc veiller à employer des valeurs de capacité du condensateur d'écran correctes, valeurs qui, dans les autres cas, ne sont pas critiques.

EXEMPLE DE CALCUL. — La capacité grille-anode C_{ga} de la pentode EF 85 est, d'après les notices techniques, de 0,007 pF, les autres valeurs étant de l'ordre de quelques picofarads. On peut admettre pour C_{ak} et C_{gr} la valeur de 4,5 pF (valeurs très courantes), et l'on obtient :

$$C_e = \frac{4,5 \times 4,5}{0,007} = 2900 \text{ pF} \approx 3 \text{ nF}$$

valeur indiquée précédemment.

10-10. — Principe de la contre-réaction.

La *contre-réaction* est une réaction *négative*. La tension produisant la contre-réaction étant en opposition de phase avec la tension transmise de l'extérieur au circuit d'entrée, a une action contraire à celle-ci, et, par conséquent, diminue l'amplification. Mais en même temps, les distorsions créées au cours de l'amplification sont également renvoyées en opposition de phase sur le circuit d'entrée, où elles s'annulent donc en grande partie. Ainsi, une contre-réaction bien établie améliore la qualité de la reproduction. Mais, étant donné l'affaiblissement d'amplification qui en résulte, la tension nécessaire à l'entrée pour obtenir une tension de sortie suffisante doit être plus élevée.

La contre-réaction est utilisée de préférence dans les étages de sortie, car les distorsions y sont plus importantes.

Dans la figure 10-10 a, un diviseur de

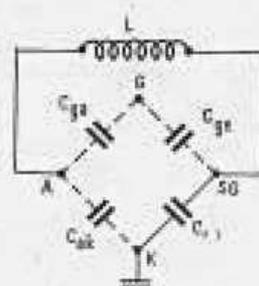


Fig. 10-9 b. — Principe du pont.

CONTRE-REACTION

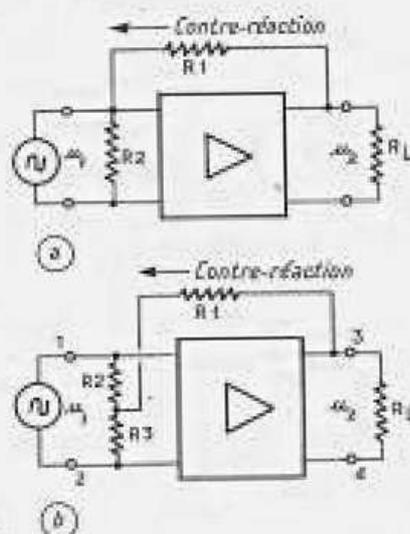


Fig. 10-10 — Principe de la contre-réaction de tension.

tension transmet à l'entrée une fraction de la tension u_2 . Ce diviseur est constitué par les deux résistances R_1 et R_2 . La résistance R_2 est formée de l'impédance d'entrée du quadripôle et de résistances extérieures connectées en parallèle. La fraction de tension transmise par R_1 aux bornes de R_2 est la tension de contre-réaction. Pour maintenir à une valeur élevée l'impédance d'entrée du quadripôle, la résistance R_1 doit nécessairement être également de forte valeur.

S'il en résulte des difficultés, un diviseur de tension peut être disposé à l'entrée (fig. 10-10 b), la tension de contre-réaction se trouvant alors appliquée aux bornes d'une résistance R_1 de faible valeur ohmique, formant le pied du diviseur. Le canal de contre-réaction, devenu à basse impédance, est désormais moins critique.

Dans cette *contre-réaction de tension*, la fraction de tension retournée à l'entrée est proportionnelle à la tension de sortie u_2 .

Si celle-ci augmente, pour un motif quelconque, par exemple, si l'on diminue ou si l'on enlève la charge R_a , la tension de contre-réaction augmente également, et l'amplification baisse encore plus. Cette action s'oppose donc à la croissance de la tension de sortie. A vide, celle-ci ne peut, par conséquent, augmenter autant que sans la contre-réaction.

Dans les installations de sonorisation, cette propriété est utilisée dans les circuits de sortie répondant à la dénomination « adaptation à 100 V ». On peut alors, avec une forte tension de contre-réaction, connecter ou déconnecter des haut-parleurs, constituant la charge, sans que la tension de sortie s'écarte sensiblement de cette valeur de 100 V.

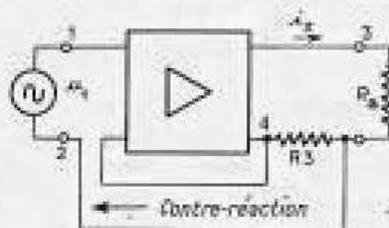
Cette indépendance d'une source de tension vis-à-vis de sa charge dénote une faible résistance interne : la *contre-réaction de tension diminue la résistance interne d'un amplificateur*.

10-11. — Contre-réaction d'intensité.

Le courant de sortie i_2 du quadripôle amplificateur circule dans une résistance supplémentaire R_3 de faible valeur. La chute de tension à ses bornes est connectée en série avec la tension d'entrée, mais en opposition de phase avec elle; elle crée une contre-réaction. Si l'on déconnecte la charge R_a , aucun courant ne circule plus dans la résistance R_3 . La tension de contre-réaction disparaît, et l'amplification croît dans le quadripôle, tandis que la tension de sortie s'élève. Ce mode de contre-réaction agit donc comme si la résistance interne était devenue plus grande.

Cette propriété est utilisée avantageusement lorsque la sortie à basse impédance d'un quadripôle doit être transformée en haute impédance afin de permettre son adaptation à l'étage suivant, ou bien pour réduire, par contre-réaction, les distorsions créées par une résistance interne faible.

La contre-réaction d'intensité (fig. 10-11) est difficile à distinguer de la contre-réaction de tension de la figure 10-10 b. Dans celle-ci le diviseur de tension est connecté aux bornes de l'entrée, et la résistance R_1 est de valeur si élevée que la



R_3 est parcourue par le courant de sortie

Fig. 10-11. — Contre-réaction dépendante du courant de sortie

contre-réaction est commandée principalement par la tension u_0 . Dans la figure 10-11, au contraire, la résistance R_3 parcourue par le courant de sortie est de faible valeur.

Les différences entre ces deux modes de contre-réaction sont évidentes dans les représentations en quadripôles choisies ici, mais dans les schémas courants, la distinction est beaucoup plus difficile à faire, car, dans les deux cas, la contre-réaction est produite par une résistance de faible valeur ohmique connectée du côté du « pied ».

10-12. — Contre-réaction par le diviseur de tension de base.

Le circuit de contre-réaction de tension de la figure 10-10 a convient aux étages à transistor lorsque le diviseur de tension de base, fixant le point de fonctionnement est connecté directement entre collecteur et émetteur.

Ce circuit offre l'avantage suivant : lorsque le courant de collecteur augmente, par exemple sous l'influence de la température, la chute de tension dans la résistance de charge R_A augmente également, tandis que la tension de collecteur diminue. La tension de base est fortement déplacée par rapport au potentiel de l'émetteur, et l'augmentation du courant de collecteur se freine d'elle-même.

Il s'agit donc à la fois d'une contre-réaction de tension continue, et d'une stabilisation supplémentaire vis-à-vis des variations de température.

10-13. — Contre-réaction d'intensité.

La résistance d'émetteur R_3 (fig. 10-13) peut également produire la tension de contre-réaction, car elle correspond à la résistance R_3 de la figure 10-11.

En fait, l'action de stabilisation décrite dans le paragraphe 6-12 constitue déjà une contre-réaction qui renvoie, en opposition de phase, les variations perturbatrices sur l'entrée, où elles s'annulent. Bien entendu, la résistance R_3 provoque également une diminution d'amplification.

Si on ne veut pas réduire l'amplification, il faut offrir au courant alternatif un chemin plus facile en connectant en parallèle sur R_3 un condensateur de forte capacité.

LA CONTRE-REACTION ET LES TRANSISTORS

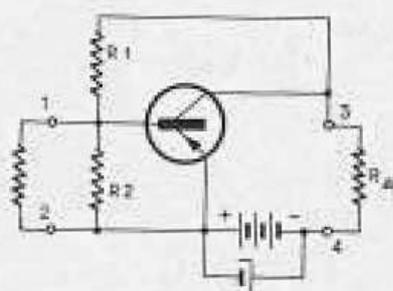


Fig. 10-12. — Contre-réaction de tension dans un circuit à transistor.

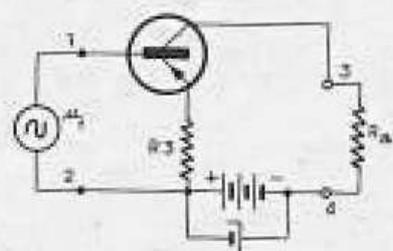


Fig. 10-13. — Contre-réaction de courant dans un circuit à transistor.

10-14. — Contre-réaction dans le montage en collecteur commun.

Dans les montages en collecteur commun (émetteur-follower) la résistance R_3 (fig. 10-14) semble correspondre à une contre-réaction d'intensité semblable à celle du paragraphe précédent.

Mais à la contre-réaction d'intensité du schéma de la figure 10-11 correspond une forte élévation de la résistance interne. Or, nous avons vu dans le paragraphe 8-15 que le montage à collecteur commun produit une résistance interne très faible.

Pour éclaircir ce point, considérons ce qui se passe lorsqu'on branche une charge sur les bornes de sortie 3 et 4. Si cette charge est de faible valeur ohmique, la tension aux bornes de la résistance R_3 s'affaïsse, entraînant la diminution de la tension de contre-réaction présente dans le circuit de base, tandis que la tension d'entrée u_1 reste constante. Par conséquent, la tension de commande proprement dite u_0 , présente entre émetteur et base, est devenue plus élevée que lorsque les bornes de sortie étaient « à vide ».

Mais cette élévation de la tension d'entrée, à son tour, provoque une augmentation du courant alternatif de collec-

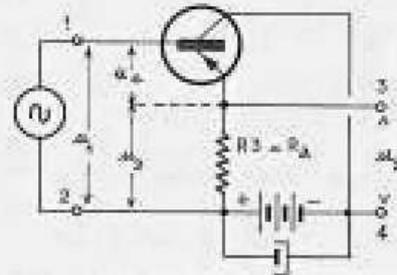


Fig. 10-14. — Contre-réaction dans un circuit avec collecteur à la masse.

teur qui équilibre les effets produits par le branchement de la charge, la tension u_2 ne varie donc presque pas en présence d'une charge.

Cela signifie que la résistance interne est faible et que, par conséquent, nous avons affaire à une contre-réaction de tension.

La résistance interne est même extraordinairement faible, car la totalité de la tension de sortie est couplée au circuit d'entrée.

10-15. — Contre-réaction sélective sur deux étages.

Dans les récepteurs, la contre-réaction ne sert pas uniquement à diminuer les distorsions, mais aussi à favoriser l'amplification de fréquences déterminées.

Le circuit de contre-réaction de tension représenté par la figure 10-15, allant du secondaire du transformateur de sortie à la base du transistor préamplificateur, englobe les deux étages.

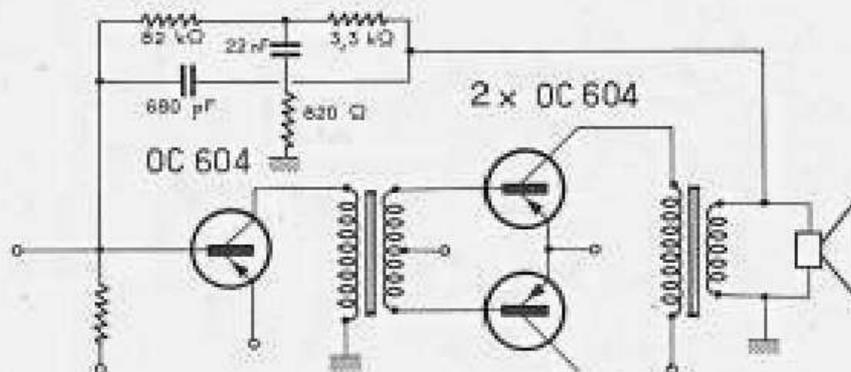


Fig. 10-15. — Contre-réaction sur deux étages à transistors.

Il consiste en une contre-réaction principale, indépendante de la fréquence, produite par les résistances de $82 + 3,3 \approx 85 \text{ k}\Omega$. Un condensateur de 680 pF est connecté en parallèle sur elles, formant un filtre RC dont l'impédance varie suivant la courbe de la figure 3-34, c'est-à-dire diminue aux fréquences moyennes et hautes, tandis qu'aux fréquences basses elle prend la valeur relativement élevée ($85 \text{ k}\Omega$) des résistances, affaiblissant la contre-réaction. L'amplification des « basses » étant moins réduite que celle des « aiguës » et du « médium », les premières se trouvent relevées. Le second filtre, constitué par le condensateur de 22 nF et la résistance de

820Ω a une action opposée. Il dérive à la masse les fréquences hautes du canal principal de contre-réaction qui, non transmises à la base, demeurent au même niveau d'amplification.

Il faut toutefois remarquer que, en revanche, les distorsions d'amplitude présentes dans les fréquences hautes et basses, non soumises à la contre-réaction, seront moins corrigées.

Dans les amplificateurs de haute qualité, on utilise une contre-réaction indépendante de la fréquence, et on agit sur l'amplification des différentes fréquences à l'aide d'autres éléments de circuits.

10-16. — Contre-réaction sélective sur trois étages à transistors.

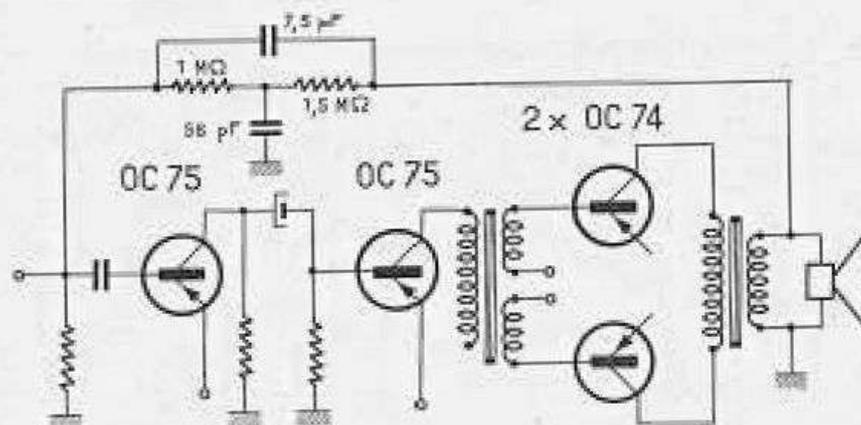
La contre-réaction peut également agir sur trois étages amplificateurs B. F. L'amplification globale étant considérable, et le signal d'entrée par conséquent très faible, une très petite tension de contre-réaction est suffisante. Pour l'abaisser à la valeur nécessaire, les résistances du circuit doivent donc être beaucoup plus grandes que dans le cas précédent. Une comparaison entre les valeurs des schémas des figures 10-15 et 10-16 montre la différence.

Il est toujours nécessaire de remplir les conditions de phase exigées pour la contre-réaction, c'est-à-dire de donner à la tension renvoyée à l'entrée un déphasage de 180° par rapport à la tension de commande. Cette condition est, en principe, aisée à réaliser en connectant le circuit au côté correct du secondaire du transfor-

mateur de sortie, l'autre étant mis à la masse. Si le sens d'enroulement est inversé, une réaction positive se produit entraînant un « accrochage » sur les fréquences pour lesquelles les conditions d'amplification sont propices, et l'amplificateur siffle très violemment. Il suffit alors d'inverser les connexions aux bornes du secondaire.

Dans les circuits de contre-réaction complexes, particulièrement dans ceux englobant plusieurs étages, des rotations de phase allant jusqu'à 360° peuvent se produire sur certaines fréquences, et notamment aux limites de la bande souhaitée ; la contre-réaction se transforme alors en réaction positive. Cela donne lieu à des sources de perturbations très difficiles à découvrir.

Fig. 10-16. — Contre-réaction sur trois étages à transistors.



LA CONTRE-REACTION ET LES TUBES

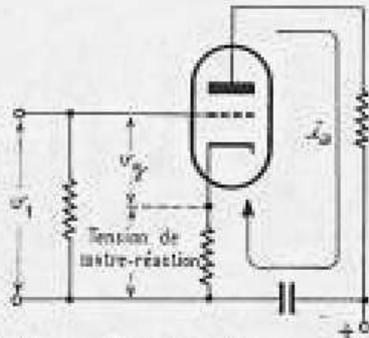


Fig. 10-17. — Contre-réaction dans une résistance cathodique parcourue par un courant.

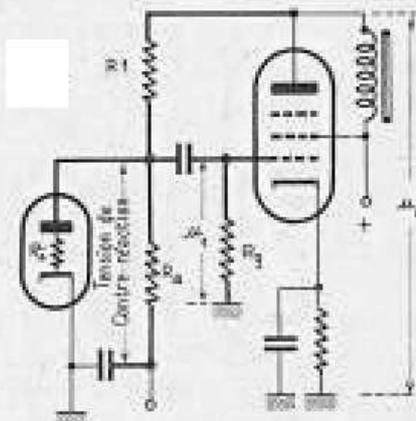


Fig. 10-18. — Contre-réaction dans un diviseur de tension à forte résistance.

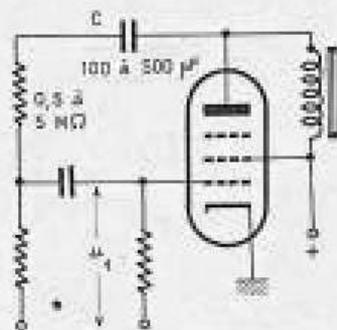


Fig. 10-19. — Les hautes fréquences seules sont renvoyées sur la grille.

10-17. — Contre-réaction d'intensité.

Lorsque, dans un montage à lampe, le condensateur de cathode est supprimé, le courant alternatif d'anode i_a crée une chute de tension aux bornes de la résistance de cathode (fig. 8-14 b). Mais cette tension se trouve, en même temps, appliquée en opposition de phase au circuit de grille, ne laissant active sur celle-ci qu'une tension de commande v_g réduite. Ce mode de contre-réaction agit, dans le montage à cathode commune représenté dans la figure 10-17, comme si la résistance interne de la lampe avait été augmentée.

Il apporte donc un avantage aux triodes, car il tend, par cette action, à diminuer les distorsions provoquées par leur faible résistance interne.

10-18. — Contre-réaction de tension.

La tension alternative d'anode v_2 d'une pentode apparaît aux bornes d'un diviseur de tension constitué par la résistance R_2 , les résistances en parallèle R_a et R_i (résistance interne du tube précédent), et la résistance de fuite de grille R_g (fig. 10-18). La fraction de tension v_1 parvenue sur la grille représente la tension de contre-réaction.

Elle diminue la résistance interne des lampes auxquelles elle est appliquée, et est, par conséquent, surtout appliquée aux pentodes, car elle diminue également les distorsions dues à leur résistance interne élevée.

10-19. — Accentuation des notes basses par contre-réaction.

La contre-réaction n'est pas utilisée seulement pour combattre les distorsions, elle permet aussi de diminuer l'amplification de certaines fréquences, et, par contre, d'en amplifier d'autres davantage. En effet, si l'on connecte en série dans le diviseur de tension de contre-réaction un condensateur C (fig. 10-19), les fréquences basses, arrêtées par la forte impédance qu'il leur oppose, ne parviendront pas sur la grille. Elles ne seront donc pas soumises à la contre-réaction, et conserveront leur puissance d'origine.

A la reproduction, les notes basses sont donc accentuées par rapport aux aigus.

10-20. — Accentuation des notes aiguës par contre-réaction.

En connectant un condensateur, dont l'autre armature est mise à la masse, en dérivation sur le canal de contre-réaction (fig. 10-20), les fréquences élevées sont court-circuitées avant de parvenir à la grille. Non soumises à la contre-réaction, elles conserveront à la sortie leur puissance normale, tandis que les fréquences moyennes et basses seront affaiblies.

A la reproduction, les notes aiguës sont donc accentuées par rapport aux basses.

10-21. — Contre-réaction sur deux étages.

Afin de diminuer les distorsions dès le préamplificateur, et aussi dans le transformateur de sortie, la contre-réaction peut englober deux étages, et agir depuis le secondaire du transformateur de sortie jusqu'au circuit de grille de la lampe préamplificatrice.

Généralement une résistance, R_2 de la figure 10-21, est connectée en série avec le pied du potentiomètre de réglage de puissance, et, reliée au secondaire du transformateur de sortie par la résistance R_1 , elle permet d'obtenir une contre-réaction de tension analogue à celle du schéma de principe de la figure 10-10 b.

L'ensemble des distorsions créées dans l'étage préamplificateur et dans l'étage de sortie est alors réduit.

Si le sens de couplage au transformateur n'est pas correct, la contre-réaction se transforme en une véritable réaction

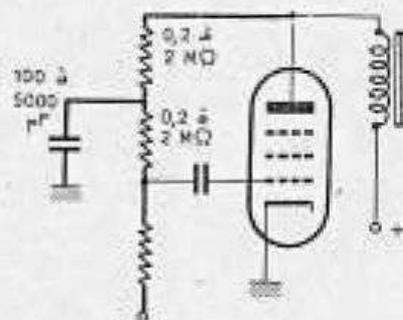


Fig. 10-20. — Elimination des fréquences élevées sur la grille par condensateur de fuite.

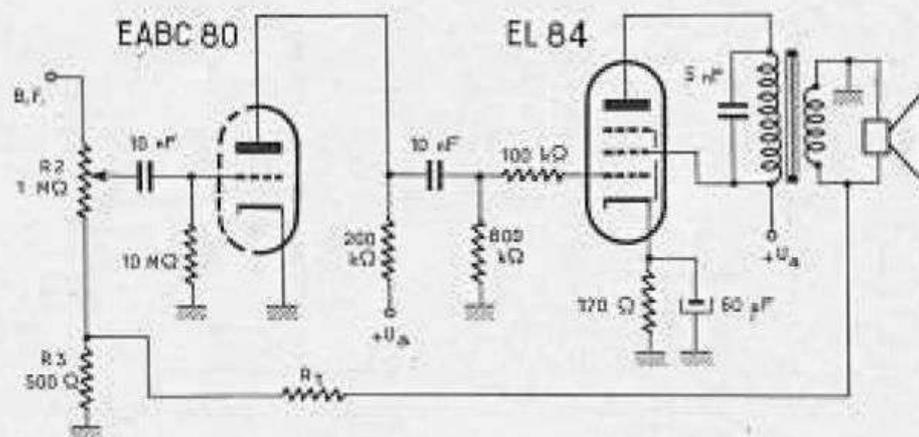


Fig. 10-21 (ci-dessous). — Contre-réaction sur deux étages à partir du transformateur de sortie.

positive qui engendre aussitôt des sifflements puissants et fort désagréables.

Pendant la réception des stations locales, la puissance sonore est diminuée par une contre-réaction plus élevée, dont le taux aux bornes de R_3 est plus fort que celui

de la tension d'entrée aux bornes des résistances $R_2 + R_3$. De ce fait, les distorsions sont encore plus réduites.

Dans ce montage, le *taux* de contre-réaction est proportionnel à la puissance sonore.

10-22. — Accentuation simultanée des notes basses et aiguës.

Ce circuit de contre-réaction, déjà plus complexe, est une application des deux principes décrits dans les paragraphes 10-19 et 10-20. La puissance sonore des notes

dérivant les fréquences hautes vers la masse, les soustrayant ainsi à l'action de la contre-réaction, à laquelle, seul, est soumis le *médium*.

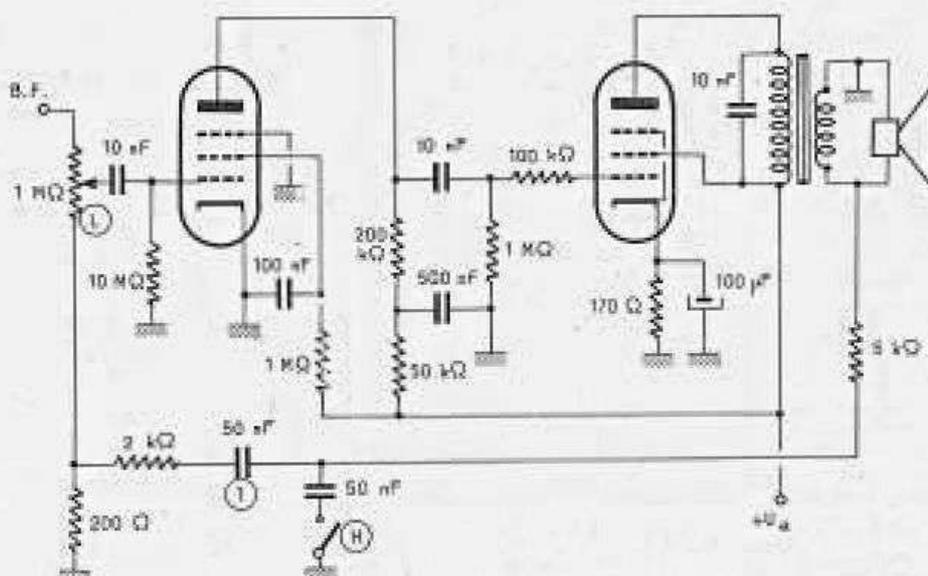


Fig. 10-22. — Contre-réaction sur deux étages avec réglage de tonalité (T : notes basses ; H : notes élevées ; L : volume sonore).

graves est surélevée par un condensateur en série qui interdit aux fréquences basses correspondantes l'accès du circuit de contre-réaction, les notes aiguës étant également favorisées par un condensateur de fuite

Un interrupteur permet de déconnecter le condensateur de fuite de 50 nF, et, en soumettant les fréquences hautes à la contre-réaction, de diminuer à volonté l'intensité des notes aiguës.

De la détectrice à réaction au superhétérodyne

11-1. — Montage de base des récepteurs de radio-diffusion.

Tous les montages usuels de récepteurs sont réalisés à l'aide des circuits élémentaires dont nous avons parlé jusqu'ici.

Les récepteurs se divisent en deux catégories de principe : l'amplification directe et le superhétérodyne.

LES RECEPTEURS A AMPLIFICATION DIRECTE

quence de réception, classés en appareils à un ou deux circuits. La réaction y est presque toujours employée, de façon à obtenir une meilleure puissance d'écoute. Mais, aujourd'hui, les grandes firmes n'en fabriquent plus ; cependant leur montage



Fig. 11-1. — Composition d'un récepteur à amplification directe.

Dans l'amplification directe, l'oscillation H. F. reçue est directement, ou après amplification, transmise au détecteur. Jusqu'à celui-ci, la fréquence des tensions est demeurée la même. Les récepteurs construits sur ce principe sont, d'après le nombre des circuits oscillant sur la fré-

quence de réception, classés en appareils à un ou deux circuits. La réaction y est presque toujours employée, de façon à obtenir une meilleure puissance d'écoute.

Le plus simple des récepteurs à amplification directe est le détecteur à diode à cristal, et à circuit unique, représenté dans la figure 5-25.

11-2. — Détection diode et amplificateur B.F. à transistors.

Une diode détectrice suivie de deux étages amplificateurs à transistors, fonctionnant avec une antenne ferrite dans de

bonnes conditions de réception, permet une écoute confortable au casque.

Afin de ne pas trop amortir le circuit

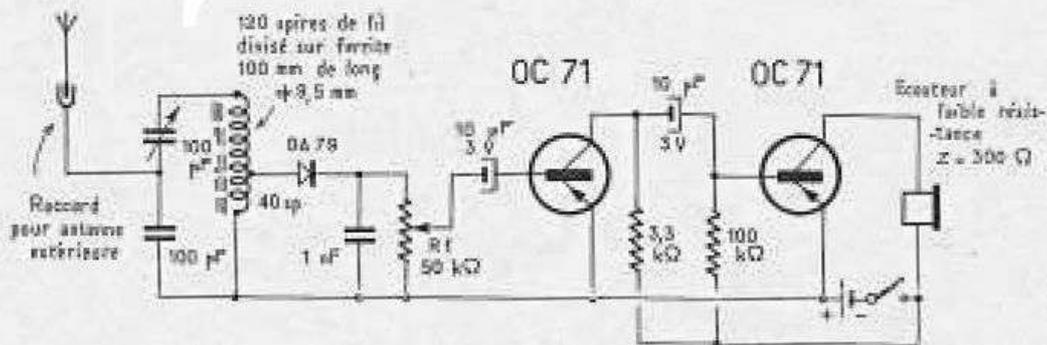


Fig. 11-2. — Récepteur à détecteur avec deux étages d'amplification basse fréquence à transistors.

oscillant, le circuit détecteur est connecté sur une prise du bobinage. Le condensateur d'accord est divisé en deux parties, afin de pouvoir utiliser une antenne extérieure augmentant la portée de réception sans trop désaccorder le circuit.

Le potentiomètre R_1 (fig. 11-2) règle la puissance sonore. Rien n'est prévu dans ce montage pour la stabilisation de la tension de base.

Le premier transistor est couplé au circuit de détection tout simplement par

un condensateur connecté à sa base, dont la tension se fixe à un potentiel moyen, situé entre ceux du collecteur et de l'émetteur, donnant une polarisation suffisante pour des signaux de faible amplitude. Le second transistor est polarisé par une résistance de $100\text{ k}\Omega$, et l'ensemble est alimenté par un seul élément de pile.

La réalisation de ce montage est recommandée à titre d'étude et d'exercice de câblage.

11-3. — Détectrice à réaction à transistor.

La zone émetteur-base d'un transistor représentant une diode, il est possible de l'utiliser pour la détection des oscillations H. F. La tension B. F. obtenue est ensuite

amplifiée, ou plutôt, reçoit un début d'amplification dans le même transistor.

Le condensateur de $2,7\text{ nF}$ (fig. 11-3) connecté entre émetteur et collecteur sert

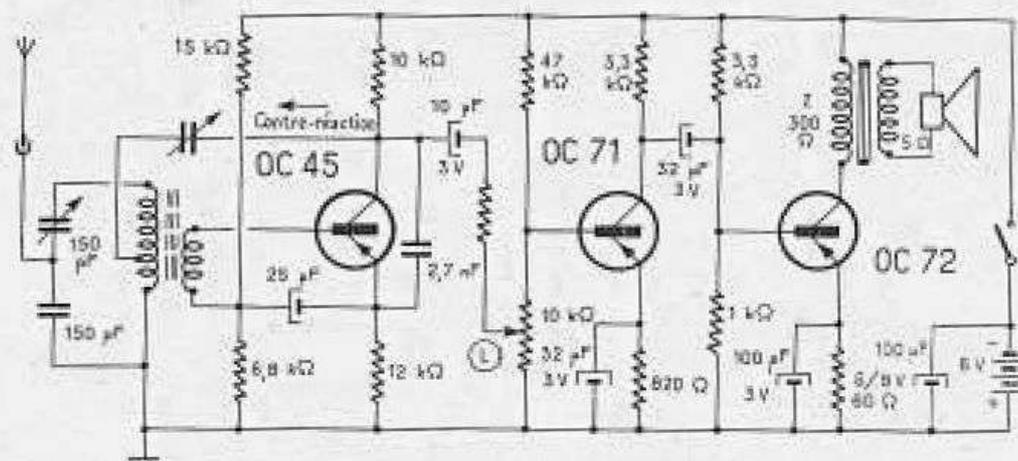


Fig. 11-3. — Détectrice à réaction à transistors avec amplificateur basse fréquence.

de condensateur de charge du circuit de détection, et aplanit les restes de pulsations de la composante H. F. Une partie de cette tension H. F. restant sur le collecteur est renvoyée au circuit d'entrée, ce qui vaut à ce montage la désignation de *déetectrice*

à réaction, nom usuel dans la technique des lampes. La détection est suivie d'un amplificateur à deux étages.

Le transistor OC 72, amplificateur final, permet déjà l'écoute confortable sur haut-parleur.

11-4. — Déetectrice à réaction à lampe.

Pour les appareils alimentés par le secteur, les lampes permettent, avec des montages comportant seulement une détec-

« détection de puissance ». Il permettait la réception de plusieurs gammes d'ondes, et, muni d'un bon haut-parleur, pouvait

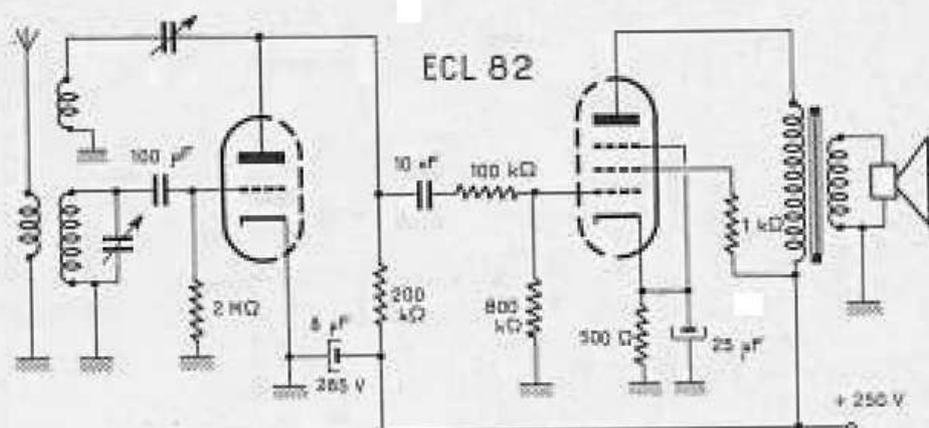


Fig. 11-4. — Déetectrice à réaction à tube avec étage amplificateur pour écoute en haut-parleur.

trice à réaction et une lampe finale, la réalisation de récepteurs à un seul circuit, fournissant une puissance suffisante. La lampe à deux éléments ECL 82 est parfaitement adaptée à cet usage.

Ce type de récepteur fut, pendant des dizaines d'années, le standard adopté pour les appareils de prix modique. La lampe d'entrée était bien souvent une pentode, et le montage portait alors le nom de

donner une reproduction de qualité remarquable.

Mais le réglage de la réaction était fastidieux, et il fallait un véritable doigté pour obtenir, à la limite de l'accrochage, le point précis donnant la plus grande sensibilité, et la sélectivité la meilleure. Il n'est plus possible aujourd'hui d'imposer une semblable servitude à la clientèle !

11-5. — But de l'amplificateur H.F.

Une tension minimale est nécessaire à la détection. Si la tension H. F. est plus basse que ce *seuil*, il faut l'amplifier *avant* la détection, car une forte amplification B. F., effectuée *après* la détection, n'apporte pas d'amélioration.

D'autre part, l'amplification H. F., par l'emploi de plusieurs circuits accordés, augmente la sélectivité.

Les circuits peuvent être disposés isolément, avant ou après le quadripôle amplificateur, ou être réunis en *filtre de bande*.

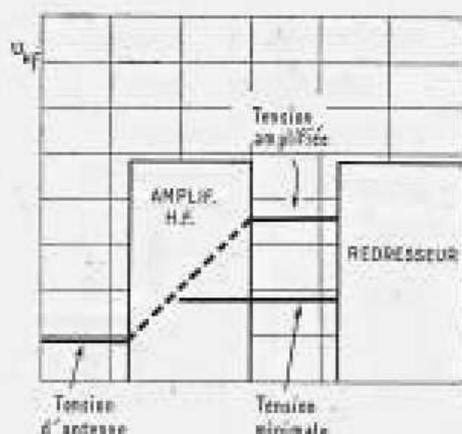


Fig. 11-5. — Élévation de la tension de haute-fréquence avant la détection.

Durant une assez longue période, on utilisait un type de récepteur à deux circuits comprenant un circuit d'entrée accordé, une lampe amplificatrice H. F., un second circuit accordé, une détectrice à réaction, un couplage RC, et une lampe de sortie.

Ce type de récepteur n'est naturellement plus du tout d'actualité, mais il représente un excellent exercice de montage.

En transistors, il n'y a pratiquement pas eu de récepteurs à deux circuits, car le neutrodynage d'un étage H. F. accordé sur une large bande de fréquences présente tellement de difficultés que l'on est passé directement au principe du montage superhétérodyne.

11-6. — Récepteur à amplification directe à quatre circuits accordés.

Un montage ne comportant que deux circuits accordés, même de très bonne qualité, ne peut assurer ni l'amplification H. F., ni surtout la sélectivité nécessaires aujourd'hui. Il faut au minimum deux étages H. F. et quatre circuits accordés montés en filtres de bande.

La réalisation de cet ensemble présente alors des difficultés et une dépense considérable. L'alignement de quatre circuits sur une même largeur de bande est difficile à obtenir, et il en est de même, ensuite,

pour son maintien. Un bloc de condensateurs variables à quatre éléments, un commutateur de gammes obligatoirement complexe représentent un prix d'achat élevé, auquel s'ajoute le jeu des nombreux bobinages et trimmers nécessaires à chaque gamme.

L'amplification dans les gammes O. C. est affaiblie par une trop basse impédance à la résonance. Enfin, la réception des V. H. F. n'est pas possible.

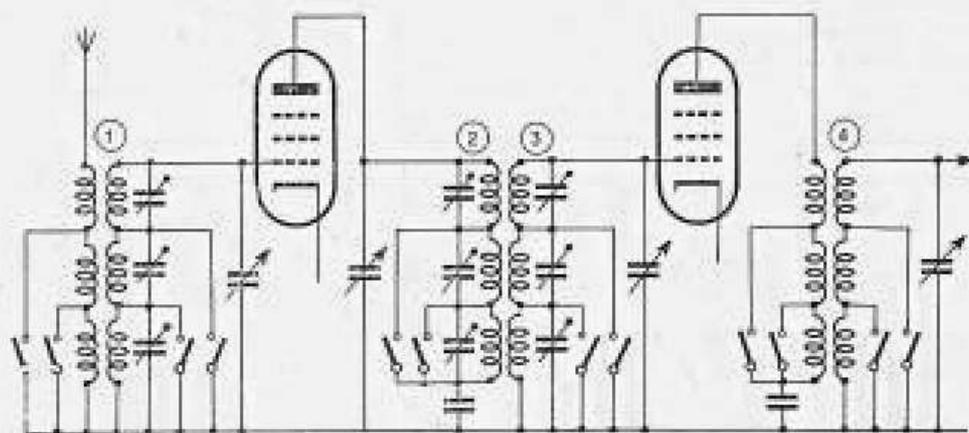


Fig. 11-6. — Disposition complexe des circuits oscillants dans un récepteur à amplification directe à 4 circuits accordés.

11-7. — Changement de la fréquence de réception.

Les difficultés rencontrées dans les montages précédents se trouvent tournées lorsque toutes les fréquences de réception sont changées en une *fréquence intermédiaire* (ou « moyenne fréquence ») fixe.

PRINCIPE DU MONTAGE SUPERHÉTÉRODYNE

en résulte à toutes les fréquences, y compris en O. C., une amplification toujours égale de la fréquence intermédiaire et une grande sélectivité. De plus, les prix des bobinages, des condensateurs et du com-

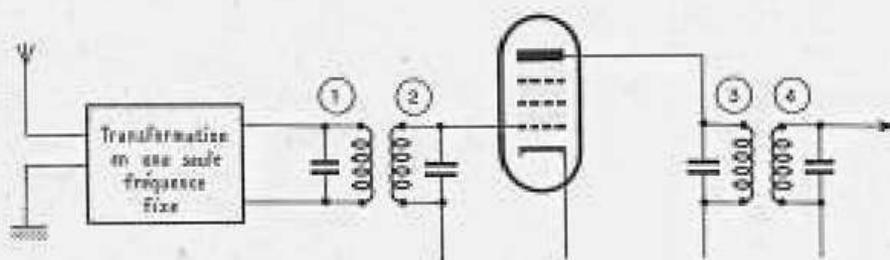


Fig. 11-7. — Disposition simplifiée des circuits accordés, par transformation des fréquences reçues.

L'accord des circuits sur cette fréquence est réalisé une fois pour toutes, car ils ne comportent chacun qu'un bobinage à haut coefficient de qualité accordé par un condensateur fixe sur une bande de fréquences de largeur bien déterminée. Il

mutateur de gammes sont moins élevés.

Un appareil construit selon ce principe est donc meilleur, plus simple, et de prix de revient plus bas qu'un récepteur à amplification directe à plusieurs circuits.

11-8. — Diagramme d'un superhétérodyne.

Pour en réaliser le changement, la fréquence de réception f_0 est « mélangée » à une fréquence plus élevée f_c produite par un oscillateur local. Il en résulte, en dehors des fondamentales f_c et f_0 , deux fréquences supplémentaires $f_0 - f_c$ et $f_0 + f_c$.

De ce « mélange » de fréquences, la différence $f_0 - f_c$, choisie comme fréquence intermédiaire, F. I., est filtrée par un circuit oscillant, puis amplifiée. Tous les restes d'autres fréquences sont éliminés.

Les fréquences intermédiaires utilisées dans les récepteurs de radiodiffusion sont actuellement,

en modulation d'amplitude (ou A. M.) (G. O., P. O., O. C.) :

F. I. = 460 à 472 kHz ;

en modulation de fréquence (ou F. M.) (V. H. F.) :

F. I. = 10,7 MHz ou 6,75 MHz.

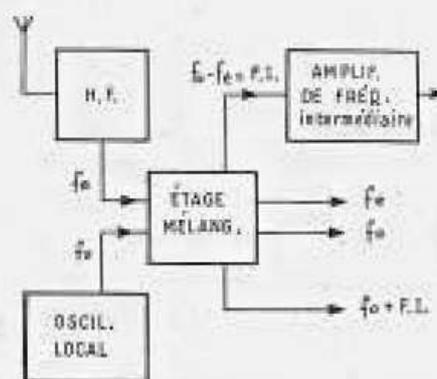


Fig. 11-8. — Production et filtrage de la fréquence intermédiaire.

FREQUENCE IMAGE ET AUTRES INTERFERENCES

11-9. — Fréquence image.

A côté de leurs avantages (meilleure sélectivité et amplification constantes de toutes les fréquences), les superhétérodynes ont également quelques défauts typiques que n'ont pas les récepteurs à amplification directe : les brouillages par *interférences*. La plus importante de celles-ci étant provoquée par la *fréquence image*.

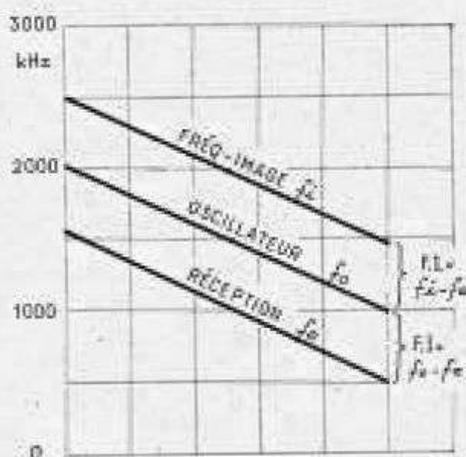


Fig. 11-9. — Courbes des fréquences f_i , f_o et f_e .

La fréquence intermédiaire F. I. d'un superhétérodyne peut être formée de deux façons :

1) soit de la différence entre la fréquence de l'oscillateur local f_o et la fréquence incidente du signal d'entrée f_e , inférieure à la première de la valeur de la F. I., d'où

$$F. I. = f_o - f_e ;$$

2) soit de la différence entre la fréquence de l'oscillateur local f_o et la fréquence image perturbatrice f_i , supérieure à la première de la valeur de la F. I., d'où

$$F. I. = f_i - f_o.$$

Ainsi, en dehors de l'émission souhaitée de fréquence f_e , un autre émetteur peut être reçu sur le même réglage, bien que sa fréquence en soit relativement éloignée. Cette interférence a été nommée « fréquence image », car elle est en quelque sorte le reflet du signal d'entrée, son écart avec lui s'élevant à $2 \times F. I.$, ou

$$f_i = f_e + 2 F. I.$$

Pour la gamme des P. O., de 520 à 1602 kHz, et avec F. I. = 460 kHz, il en résulte une plage de fréquences images de $f_{i1} = 520 + (460 \times 2) = 1440$ kHz jusqu'à

$$f_{i2} = 1602 + (460 \times 2) = 2522 \text{ kHz.}$$

Un calcul identique montrerait quelle était l'étendue de cette plage à l'époque de l'utilisation de la F. I. de 128 kHz, alors nommée *moyenne fréquence*. Quels désavantages présentait donc cette valeur relativement basse ?

On trouvera la réponse à cette question dans le paragraphe suivant.

11-10. — Les possibilités d'interférences dans le superhétérodyne.

Le principe du montage superhétérodyne renferme diverses possibilités d'interférences dans la réception :

1. *Fréquence image*. — L'élimination de la fréquence image en P. O. est montrée dans la figure 11-10 a. Avec une F. I. de 460 kHz, la fréquence de l'émetteur qui pourrait provoquer la formation de la fréquence image est si éloignée du signal incident f_e , que la sélectivité d'un circuit de *préselection* suffit à éliminer tout risque d'interférence.

En O. C., par contre, pour la même valeur de F. I., la figure 11-10 b montre que la fréquence image est beaucoup plus rapprochée de celle du signal d'entrée, et ne peut être suffisamment affaiblie par *préselection*. C'est pourquoi les émetteurs O. C. apparaissent deux fois sur le cadran. Toutefois, le même programme étant souvent diffusé en même temps sur plusieurs fréquences, les auditeurs n'y attachent généralement guère d'importance.

Les situations respectives des fréquences

f_e et f_i peuvent être représentées exactement à l'aide de deux échelles linéaires décalées l'une par rapport à l'autre de la valeur $2 \times F. I.$ C'est ce que montre pour les V. H. F., et pour $F. I. = 10,7$ MHz, la figure 11-10 c. L'on peut y remarquer que les émetteurs de cette bande n'entraînent aucune interférence par fréquence image. Cependant, certains émetteurs commerciaux travaillant sur 110 à 122 MHz peuvent en produire. Heureusement, ils n'ont généralement qu'un caractère local.

Toujours en V. H. F., la valeur de $F. I. = 6,75$ MHz (fig. 11-10 d) n'amène aucun risque de fréquence image de la part des émetteurs de radiodiffusion.

2. *Harmoniques d'émetteurs G. O.* — Lorsque le signal d'un émetteur puissant parvient à l'étage mélangeur, il peut y engendrer des harmoniques de sa fréquence.

Par exemple, un émetteur G. O. de 233 kHz (Radio-Luxembourg) a pour harmonique deux : 466 kHz. Si cet harmonique prend naissance dans un récepteur dont la $F. I. = 460$ kHz, le réglage sur d'autres fréquences produit un sifflement audible de $466 - 460 = 6$ kHz.

3. *Harmoniques de la fréquence intermédiaire.* — Lorsque l'harmonique deux de la $F. I.$ correspond, ou à peu près, à la fréquence d'un émetteur, il en résulte également un sifflement. Pour $F. I. = 460$ kHz, ce sont donc les stations travaillant à proximité de $460 \times 2 = 920$ kHz qui présentent un risque d'interférence (par exemple Bruxelles II sur 926 kHz).

4. *Formation de $F. I.$ à l'extérieur.* — Cette interférence a lieu, sans la participation de l'oscillateur local, lorsque la différence de fréquences entre une puissante émission et l'émetteur choisi est égale à la valeur de la $F. I.$ En principe, tous les émetteurs séparés de la fréquence d'accord par cette valeur, et parvenant au circuit d'entrée avec une grande amplitude, peuvent interférer.

5. *Emissions de fréquence égale à la $F. I.$* — Lorsqu'une station puissante travaille sur la fréquence même de la $F. I.$ d'un récepteur, ou sur une fréquence voisine, il peut créer un désagréable sifflement sur toutes les émissions. La $F. I.$ doit donc

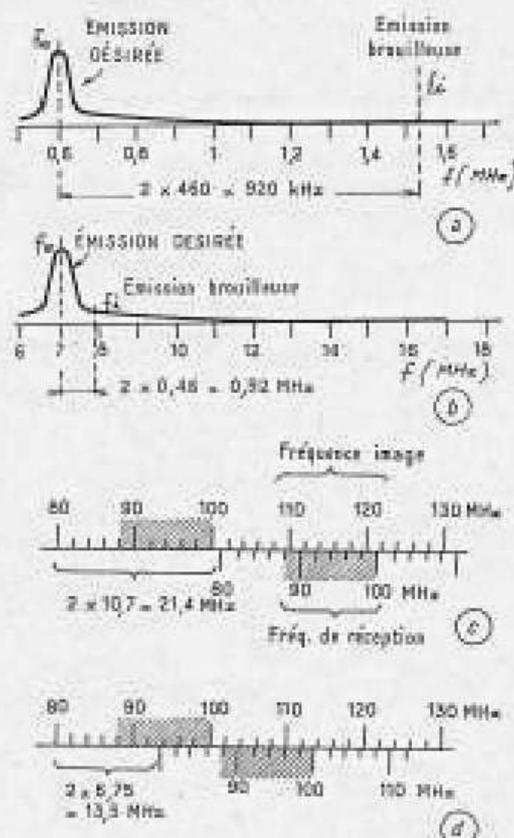


Fig. 11-10. — Bande des fréquences-images pour différentes valeurs de fréquence intermédiaire.

correspondre à un « espace » vide dans les gammes d'ondes utilisées en radiodiffusion. Les administrations des Postes et Télécommunications, ainsi que les conférences internationales, s'efforcent d'ailleurs de maintenir libre pour cet usage une bande de fréquences déterminée. Des interférences se produisent également dans les récepteurs voisins d'un appareil dont la F. I., de même valeur que la leur, est rayonnée à l'extérieur.

Mais les possibilités d'interférences traitées dans les alinéas 2, 3 et 4 s'effacent aujourd'hui devant le nombre des émetteurs

garnissant la bande P. O. A l'intérieur de l'Europe, trois, et même jusqu'à quatre stations travaillent souvent sur la même longueur d'onde, si bien que, par rapport à ce véritable brouillamini, les perturbations provoquées par le principe du superhétérodyne sont devenues presque sans importance !

Cependant, lorsque celles-ci sont vraiment typiques, et se produisent dans une bande déterminée, un remède peut y être apporté par le choix d'une F. I. quelque peu différente, par exemple 468 ou 472 kHz.

11-11. — Perturbation par émission de fréquence égale à la F.I.

Contre une émission perturbatrice travaillant directement sur la fréquence de l'amplificateur F. I., on peut disposer dans le circuit d'antenne, ou devant la lampe mélangeuse des superhétérodynes, un *filtre coupe-bande* (ou *réflecteur*), soit *circuit filtre* (ou *absorbeur*), soit *circuit bouchon*.

Le circuit filtre (circuit oscillant série),

réception sur cadre ferrite, arrête la fréquence perturbatrice, et l'absorbe (fig. 11-11 b).

Dans les appareils sans cadre ferrite, on emploie de préférence le montage de la figure 11-11 c.

Non seulement les filtres coupe-bande protègent les récepteurs contre l'intro-

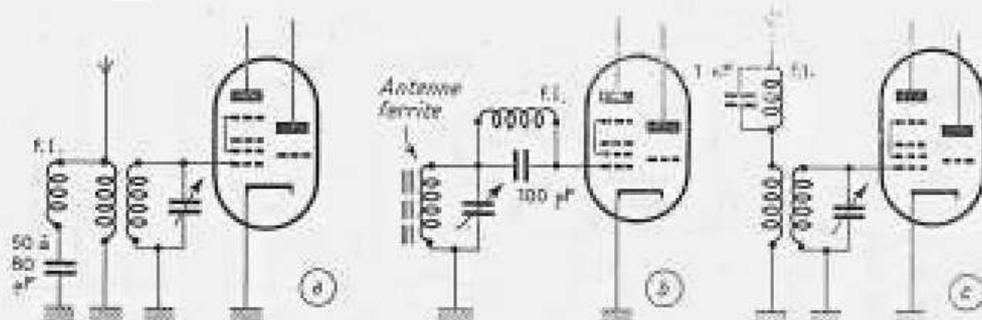


Fig. 11-11. — Filtres coupe-bande pour fréquence intermédiaire

accordé sur la fréquence du perturbateur, et connecté en parallèle sur le bobinage d'antenne (fig. 11-11 a), représente une très faible résistance pour sa fréquence d'accord, et il la dérive du circuit d'entrée.

Le circuit bouchon (circuit oscillant parallèle), généralement connecté en série dans la grille de la mélangeuse A. M., où son action peut se poursuivre lors de la

duction de signaux parasites, mais ils empêchent le rayonnement de leur propre fréquence intermédiaire dans l'antenne. (Les termes de circuits bouchon et filtre, employés ici pour les montages représentés dans les figures 11-11, sont utilisés pratiquement depuis les débuts de la radio. Dans maintes publications, cependant, il arrive qu'ils soient différemment définis.)

PROPRIETES GENERALES DU SUPERHETERODYNE

11-12. — Fonctions des différents étages.

1. L'étage présélecteur, comportant le couplage d'antenne et le réjecteur F. I., assure la présélection des fréquences relativement peu voisines de l'accord (particulièrement celle des fréquences ima-

4. L'étage F. I. donne au montage superhétérodyne ses avantages les plus marquants : haute sélectivité envers les fréquences très voisines, et grande amplification. Ce montage, d'ailleurs, n'a de

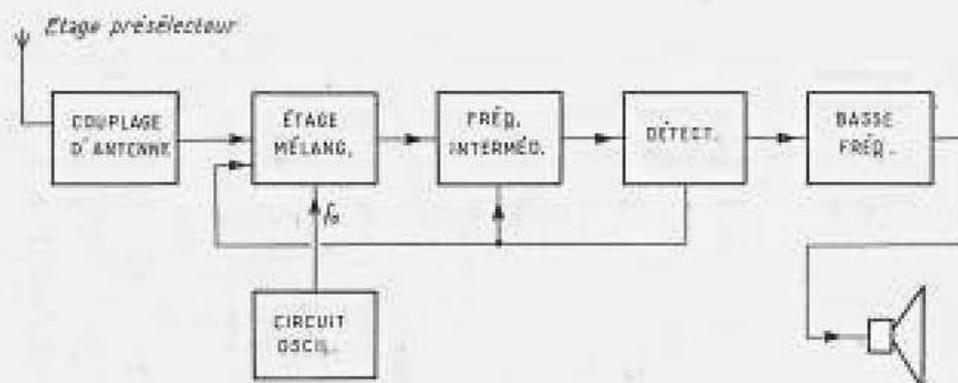


Fig. 11-12. — Étages d'un récepteur superhétérodyne

ges). Il donne, en plus, une forte sensibilité, et, par conséquent, un meilleur rapport signal/bruit de fond, grâce à sa résonance avec la fréquence de l'émetteur.

2. L'étage oscillateur crée l'indispensable fréquence locale. Sans elle, l'appareil reste muet, car il n'y a pas de tension de F. I. Le réglage de l'oscillateur, d'autre part, commande la position des stations sur le cadran. Si celle-ci est fautive, étant entendu que l'aiguille indicatrice est supposée être mécaniquement bien ajustée, cela signifie que l'oscillateur est dérégulé.

3. L'étage mélangeur (ou modulateur) assure le changement de la fréquence de réception par interférence de celle-ci avec la fréquence d'oscillation locale.

sens que si la partie F. I. amplifie et sélectionne vraiment, c'est-à-dire si elle comprend au moins un quadripôle amplificateur et plusieurs circuits.

5. L'étage détecteur (ou démodulateur) sert, par redressement de la tension de F. I., à obtenir la tension basse fréquence, et celle de régulation automatique ou A. V. C. (Automatic Volume Control) ou encore en français : C. A. G. (Commande Automatique de Gain).

6. L'étage B. F. (ou de puissance) amplifie la tension B. F. à la puissance nécessaire à l'alimentation du haut-parleur. Lorsque l'amplification totale est suffisamment élevée, la tonalité peut être influencée par contre-réaction.

Couplage d'antenne et amplification H. F.

VALEURS ET CIRCUIT EQUIVALENT D'UNE ANTENNE EXTERIEURE

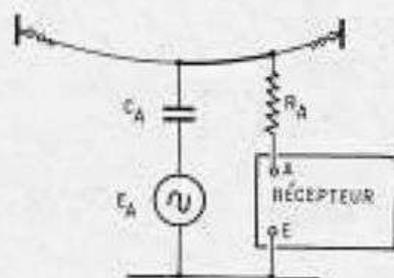


Fig. 12-1. — Effet de l'antenne sur le circuit d'entrée d'un récepteur.

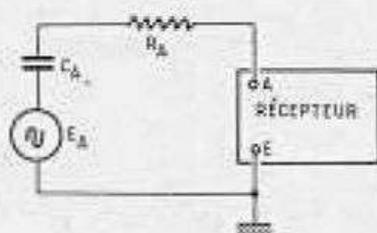


Fig. 12-2. — Circuit équivalent d'une antenne.

12-1. — Valeurs électriques d'une antenne à un brin horizontal.

Comme l'antenne d'émission (fig. 1-17), l'antenne de réception des fréquences de radiodiffusion représente une capacité C_A par rapport à la terre. Sa résistance en H. F., ou résistance de rayonnement, R_A , caractérise ses propriétés.

La valeur de la capacité C_A s'étend de cent à plusieurs milliers de picofarads suivant le type de l'antenne : extérieure, intérieure ou auxiliaire. Celle de la résistance R_A , de 25 à 300 Ω . Cette dernière valeur joue un rôle très important dans les antennes pour O. C., dans lesquelles elle s'élève jusqu'à 400 Ω .

La self-induction L_A , également présente ici, peut être négligée.

Le mode d'action de la tension H. F. induite dans l'antenne est analogue à celui d'un petit générateur de courant alternatif connecté en série et fournissant une tension E_A (fig. 12-1).

12-2. — Circuit équivalent d'une antenne.

Pour faire figurer l'antenne dans les calculs, et dans le réglage des récepteurs, on emploie un circuit équivalent, ou *antenne fictive*, composé d'un condensateur $C_A = 200$ pF et d'une résistance $R_A = 400$ Ω connectés en série.

La mise en parallèle de la capacité C_A sur le circuit d'entrée du récepteur ne doit y provoquer qu'un minimum de désaccord, afin de ne pas amener le décalage des indications du cadran dans les récepteurs

à amplification directe, ou le désalignement des circuits d'accord dans les superhétérodynes.

L'indépendance vis-à-vis de l'antenne peut être obtenue à l'aide d'un couplage lâche, entraînant toutefois une perte de sensibilité. La résistance R_A , également rapportée par le couplage sur le circuit d'entrée, est aussi une cause d'amortissement de celui-ci.

12-3. — Couplage capacitif au sommet.

L'antenne est couplée au circuit d'entrée par un condensateur de faible valeur. Celui-ci, mis en série avec la capacité d'antenne C_A , amène un désaccord du circuit d'entrée, particulièrement lorsque le condensateur variable est sur sa capacité minimale. C'est pourquoi la capacité du condensateur C ne doit pas être trop élevée (5 à 20 pF). Il joue en plus le rôle de résistance série pour la tension d'antenne. Sa réactance, diminuant lorsque la fréquence augmente, favorise la transmission des fréquences les plus élevées, amenant ainsi le risque de perturbations par fréquence image.

Ce mode de couplage n'est d'ailleurs utilisé que dans les récepteurs « de poche », dans lesquels il offre la manière la plus simple de connecter une antenne supplémentaire au circuit d'entrée, réalisé sur bâtonnet de ferrite.

12-4. — Couplage capacitif à la base du circuit d'entrée.

La tension induite par l'antenne est appliquée aux bornes d'un condensateur C_a , de 3 à 5 nF, connecté entre le pied du bobinage et la masse (fig. 12-4).

La réactance de ce condensateur devenant plus élevée aux fréquences basses, la tension correspondant à celles-ci transmise au circuit d'entrée est plus grande que la tension correspondant aux fréquences élevées. Ce couplage plus serré aux fréquences les plus basses favorise l'introduction dans le circuit d'entrée d'une forte tension de ronflement, surmodulant l'émission reçue lorsque le secteur est utilisé comme antenne.

Une bobine d'arrêt, B. A., permet de court-circuiter la fréquence 50 Hz sans influencer le couplage H. F. Elle peut d'ailleurs être remplacée par une résistance,

CIRCUIT DE COUPLAGE D'UNE ANTENNE POUR A.M.

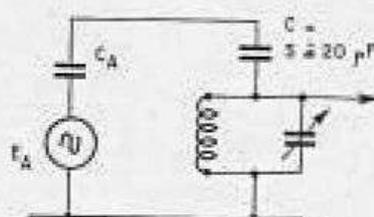


Fig. 12-3. — Couplage d'antenne par petite capacité au sommet du circuit d'entrée.

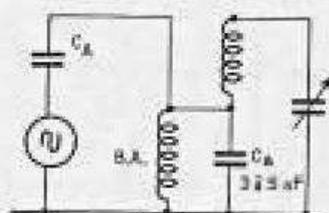


Fig. 12-4. — Couplage d'antenne par capacité importante mise à la masse.

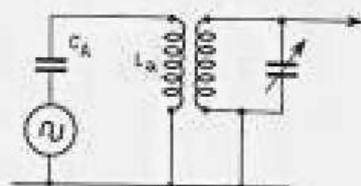


Fig. 12-5. — Couplage inductif de l'antenne.

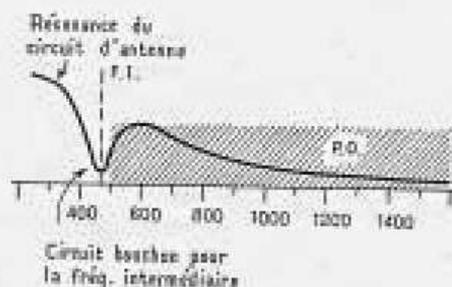
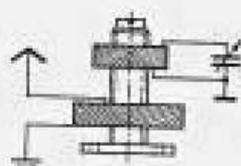


Fig. 12-6. — Couplage inductif de l'antenne :

- a) (en haut). — Disposition habituelle des enroulements.
 b) (en dessous). — Courbe de résonance du circuit d'antenne pour un couplage inductif important.

qui forme alors un filtre RC avec le condensateur de couplage, filtre dont la fréquence de coupure doit être fixée entre celle correspondant à la longueur d'onde de l'émetteur le plus bas dans la gamme G. O. et 50 Hz.

Le condensateur C_A , étant connecté en série avec le condensateur variable d'accord, diminue la valeur de la capacité totale.

12-5. — Couplage inductif.

L'antenne est connectée au bobinage L_A , lui-même couplé à l'enroulement du circuit d'entrée avec lequel il forme un transformateur H. F.

Ce bobinage L_A et la capacité d'antenne C_A forment un circuit oscillant de fréquence bien déterminée, laquelle ne doit correspondre à aucune de celles des gammes d'ondes à recevoir. En effet, la réception des émetteurs voisins de cette fréquence, devenue plus puissante que celle des autres, risquerait de s'étendre sur une large partie du cadran.

Un enroulement d'antenne de 6 à 20 spires pour la bande P. O. a une fréquence de résonance d'environ 1600 kHz. Un nombre de spires beaucoup plus élevé peut la faire descendre au-dessous de 500 kHz. Suivant la valeur de cette fréquence de résonance, la sensibilité du récepteur est plus grande, soit en haut, soit en bas de la bande couverte.

Dans les superhétérodynes, la résonance d'antenne est choisie en bas, afin de réduire les fréquences images. Le bobinage L_A comporte donc un grand nombre de spires.

12-6. — Couplage inductif par bobinage à self-induction élevée.

Lorsqu'un bobinage d'antenne comportant un nombre de spires élevé est couplé directement au premier circuit, la distance entre les deux enroulements doit être suffisamment grande pour donner un couplage lâche, évitant le désaccord, par l'antenne, du circuit d'entrée. La figure 12-6 a montre l'écart minimum à respecter, même si le rapprochement facilite la réception d'un émetteur déterminé.

De plus, un couplage capacitif entre antenne et grille offrirait un chemin parallèle aux fréquences élevées, et augmenterait le risque de réception de fréquences images.

C'est pourquoi, dans les appareils en

cours de dépannage, l'antenne ne doit pas être connectée simplement par un condensateur à la grille de la mélangeuse, car on obtient alors des sifflements en de nombreux points !

La résonance du circuit d'antenne fixée sur une fréquence basse produit une dimi-

nution de la sensibilité de ce circuit aux fréquences élevées (fig. 12-6 b). Mais les fréquences images apparaissant vers 1600 kHz sont alors très affaiblies.

La grande sensibilité de ce montage vers 460 kHz exige la présence d'un filtre coupe-bande (circuit filtre ou bouchon).

12-7. — Exemple de couplage d'antenne par bobinages à self-induction élevée.

C'est le circuit d'antenne que l'on préfère pour les récepteurs dans lesquels on cherche à obtenir les conditions optimales de réception pour chacune des gammes A, M.

fréquence de résonance.

Connecté en parallèle sur l'entrée, un circuit absorbeur est accordé sur la fréquence intermédiaire pour laquelle il présente une résistance très faible, fréquence

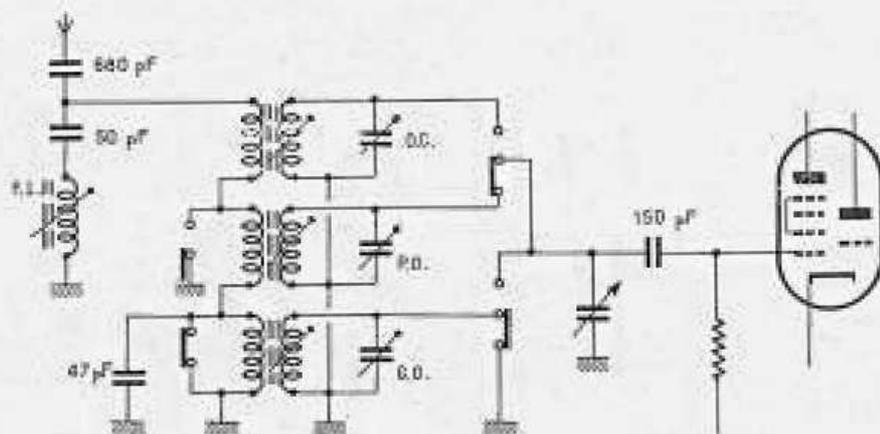


Fig. 12-7. — Couplage inductif d'antenne pour trois gammes d'ondes.

Les fréquences de résonance des circuits d'antenne sont situées au-dessous de la fréquence la plus basse de chaque gamme. En G. O., dont le bobinage comporte un grand nombre de spires, la résonance est abaissée par un condensateur de 47 pF (fig. 12-7).

Le condensateur de 680 pF en série dans la descente d'antenne évite l'influence d'une trop grande capacité C_A (antennes collectives avec réseau de distribution comprenant de nombreuses prises) sur la

qui n'est donc pas transmise au récepteur. Lorsque le couplage d'antenne présente une valeur ohmique élevée, le circuit absorbeur a une meilleure action que le circuit bouchon, car son impédance série très faible connectée en parallèle sur la forte résistance ohmique du circuit d'entrée, crée pour les fréquences perturbatrices un véritable court-circuit.

Pour obtenir une courbe de résonance « pointue », le condensateur du filtre doit être le plus faible possible (50 à 100 pF).

12-8. — L'antenne ferrite dans les « supers » portables.

Le fonctionnement du circuit d'antenne des superhétérodynes « de poche » ou

LES ANTENNES FERRITE

portables travaillant uniquement avec antenne ferrite est facile à comprendre,

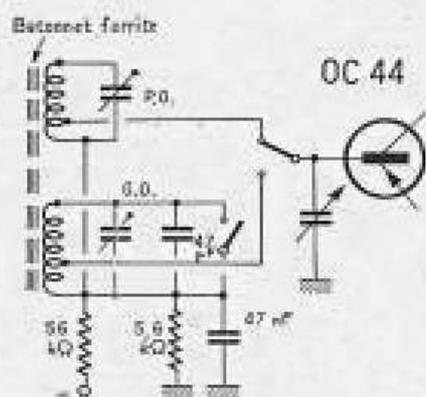


Fig. 12-8. — Antenne ferrite pour deux gammes, dans un récepteur portatif.

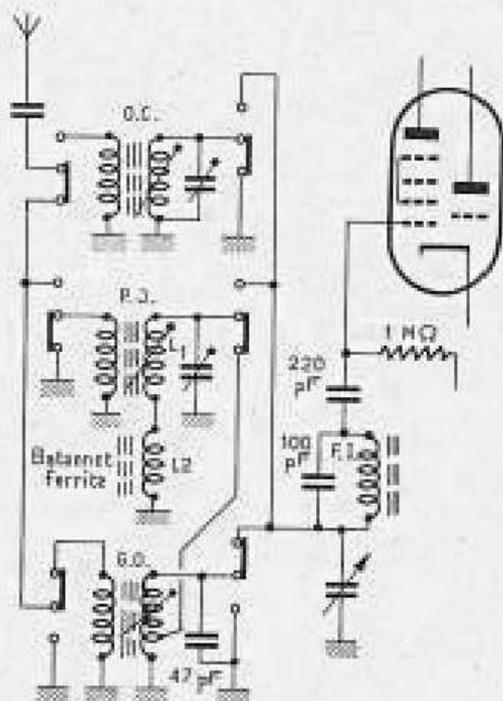


Fig. 12-9. — L'enroulement sur le bâtonnet de ferrite représente une partie du circuit des ondes moyennes (le commutateur se trouve en position « grandes ondes »).

car l'enroulement d'antenne y constitue en même temps le bobinage d'entrée (fig. 12-8).

L'adaptation à la faible résistance d'entrée du transistor est réalisée par le couplage de la base à l'aide de prises pratiquées sur les bobinages. Dans le circuit G. O., un condensateur fixe de 47 pF, ajouté en parallèle, diminue la largeur de la bande et rend l'équilibre moins critique.

Le diviseur de tension de base du transistor, connecté au pied du circuit, transmet la polarisation à travers les bobinages. Le circuit ne comporte que l'accord sur la fréquence reçue, aucun filtre de bande pour fréquences images, ni pour F. I., n'étant prévu.

La réception à longue distance peut être améliorée par l'addition d'une antenne reliée par un condensateur, selon le schéma de la figure 12-3, ou par quelques spires de couplage enroulées sur le bâtonnet de ferrite. Dans ces deux cas, le risque de réception de fréquences images est encore augmenté.

12-9. — Antenne ferrite et couplage d'antenne par bobinage à self-induction élevée.

Dans la réception sur antenne extérieure, un fort couplage inductif peut être obtenu sur les trois gammes à modulation d'amplitude.

Le circuit P. O. consiste en un bobinage réglable L_1 couplé avec l'enroulement d'antenne, et un bobinage fixe sur bâtonnet de ferrite L_2 donnant un effet directif.

En position G. O., représentée dans la figure 12-9, le bobinage L_1 , amorti par le court-circuit de son enroulement d'antenne, ainsi que le bobinage sur ferrite L_2 , sont maintenant connectés à une prise du bobinage G. O. Celui-ci reçoit donc, en plus de celle de l'antenne, la tension induite dans le bâtonnet de ferrite, qui conserve dans cette gamme ses qualités de directivité.

Le circuit bouchon accordé sur la F. I. est connecté devant la lampe mélangeuse, et reste actif même lorsque la réception n'a lieu que sur l'antenne ferrite.

12-10. — Antenne ferrite et couplage capacitif d'antenne.

Ce circuit d'antenne est très économique et n'exige qu'un commutateur de gammes simplifié.

En P. O. et G. O., l'antenne est couplée par un condensateur de 3 nF connecté entre le pied du bobinage et la masse. Les fréquences images se trouvent donc pratiquement court-circuitées par cette capacité.

En O. C., elle est couplée inductivement, car, à ces hautes fréquences, un couplage capacitif serait absolument inefficace.

Dans ce circuit, de faible valeur ohmique, un circuit bouchon est plus efficace qu'un circuit filtre, car il représente une impédance de forte valeur ohmique par rapport à celle du couplage réalisé par le condensateur de 3 nF.

Le bâtonnet de ferrite porte deux enroulements réglables, qui représentent en même temps les bobinages des circuits P.O. et G. O. Ils sont suffisamment éloignés l'un de l'autre pour que le court-circuit de l'enroulement G. O. n'apporte pas d'amortissement à celui des P. O. pendant la réception de cette gamme (fig. 12-10).

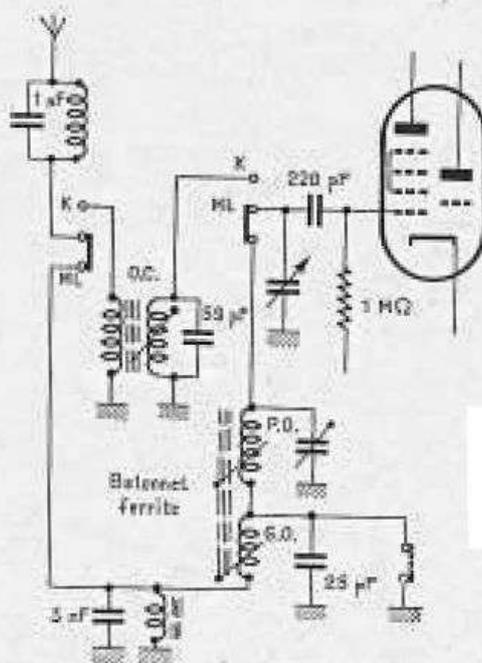


Fig. 12-10. — Les bobinages pour les moyennes et longues sont placés sur le bâtonnet de ferrite.

12-11. — Circuit d'antenne ferrite séparé.

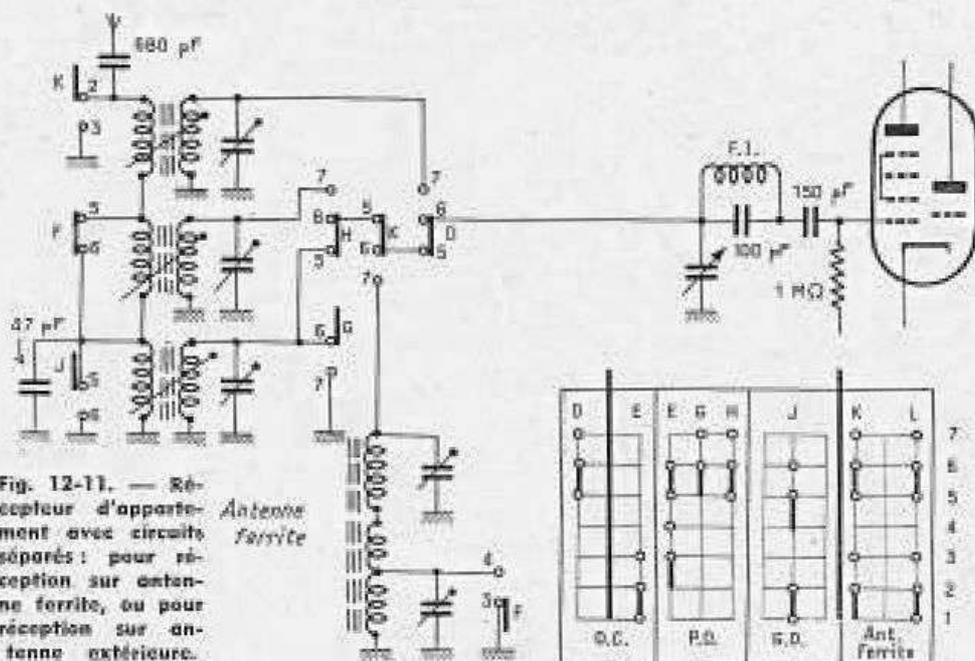
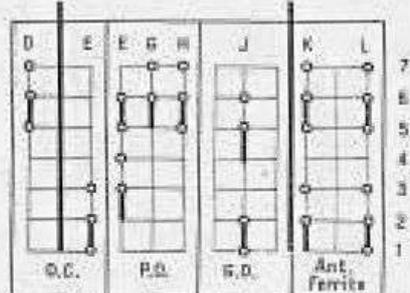


Fig. 12-11. — Récepteur d'appartement avec circuits séparés: pour réception sur antenne ferrite, ou pour réception sur antenne extérieure.



Les antennes ferrite vues dans les précédents paragraphes restent toujours en circuit au cours de la réception sur antenne extérieure.

Or, ces montages, dans lesquels l'antenne ferrite induit volontiers une partie de la nuée de parasites régnant à l'intérieur des grands immeubles, font perdre ainsi le bénéfice des installations d'antennes collectives, dont les descentes et prises blindées sont justement établies pour éviter ces perturbations !

C'est pourquoi, dans les récepteurs de

haute qualité, on prévoit pour l'antenne extérieure un circuit complètement séparé et blindé. Une touche du clavier met l'antenne ferrite en service et, en même temps, déconnecte les bobinages, couplés inductivement, des circuits d'antenne et d'entrée, et met l'antenne elle-même à la masse (contacts 2 et 3).

Les gammes P. O. et G. O. sont presque exclusivement reçues sur antenne ferrite. Le circuit bouchon, en série dans la grille, reste actif dans les deux modes de réception.

ANTENNES VOITURE

12-12. — Couplage d'antenne voiture pour A.M.

Les antennes de voiture ne captent qu'une très faible tension H. F. qui, par suite de la capacité du câble nécessairement blindé la conduisant au récepteur, est en grande partie court-circuitée à la masse. Cette capacité, s'ajoutant à celle d'entrée du circuit oscillant, tend à réduire la largeur de bande.

Dans l'accord par variomètre, c'est-à-dire dans l'accord par variation de la self-induction, la capacité du circuit oscillant n'est plus liée à une valeur minimale, et celle de l'antenne peut être entièrement couplée au circuit.

On emploie donc en principe le montage de la figure 12-12 a. L'antenne est couplée au circuit d'entrée par le condensateur C_1 , de 100 à 150 pF, dont l'autre armature est reliée à la masse. La capacité en parallèle C_2 est celle du câble, qui, représentant maintenant une partie du condensateur d'accord du circuit oscillant, n'entraîne plus aucune perte de tension. Les différences de capacité des câbles peuvent être compensées par réglage de l'ajustable C_1 . Quant au condensateur C_3 , sa valeur est également de 100 à 150 pF.

La capacité totale du circuit oscillant est formée de C_1 (comprenant C_2) et de C_3 en série, l'ensemble correspondant au circuit en π de la figure 3-14. Ces deux condensateurs sont des ajustables (fig. 12-12 b). La capacité d'entrée est réglée en usine à l'aide de l'ajustable C_3 , tandis que C_1 sert à l'adaptation de la capacité du câble, et est réglé lors du montage de l'appareil sur la voiture.

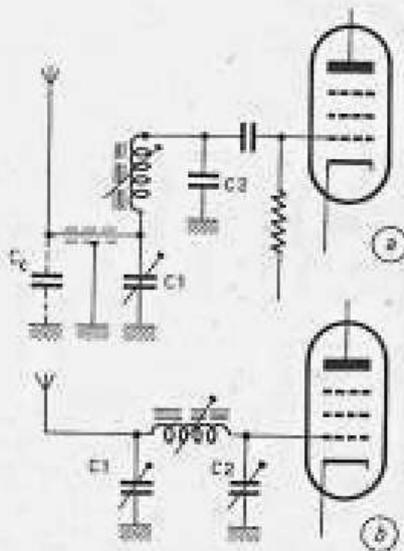


Fig. 12-12. — Circuit d'entrée pour les ondes moyennes, dans un récepteur pour voiture, et accord inductif.

12-13. — Commutation des gammes en A.M.

Le circuit de base étudié dans le paragraphe précédent est utilisé, pour la gamme P. O., dans le schéma représenté par la figure 12-13 a.

Les condensateurs C_1 et C_2 sont les capacités d'accord du circuit en π ; L_2 est le variomètre; L_1 , une bobine d'arrêt H. F. dont le rôle est d'amortir les parasites émis par le circuit d'allumage du moteur.

Pour passer sur la gamme G. O. avec l'accord par self-induction, il faut augmenter la valeur de la capacité d'accord du circuit. La capacité d'antenne ne joue plus alors un aussi grand rôle, et l'on peut maintenant la connecter directement en parallèle sur la capacité totale, par conséquent passer du circuit en π à un circuit oscillant parallèle, ce qui est obtenu par la commutation représentée dans la figure 12-13 b.

Le rapport de fréquences de la bande G. O. étant moins grand, la variation de self-induction du circuit oscillant est réduite par la mise en série du bobinage L_3 , ce qui améliore un peu la qualité du circuit :

$$Q = \frac{\omega L}{r} \quad (\text{paragraphe 3-5})$$

12-14. — Couplage d'antenne V.H.F. pour récepteurs portables et de voiture.

Une antenne dipôle pour bande V. H. F. doit avoir environ les dimensions suivantes :

$$\text{Longueur d'onde} = \frac{300\,000\,000}{94\,000\,000} = 3,20 \text{ m} \\ (\text{paragraphe 1-18})$$

$$\text{Longueur totale du dipôle} = \frac{\lambda}{2} = 1,60 \text{ m} \\ (\text{paragraphe 1-22})$$

Toutefois, dans les appareils portables on emploie des antennes dipôles plus courtes, afin de conserver des dimensions réduites. La longueur manquante est compensée par un bobinage additionnel, connecté entre les deux brins du dipôle (fig. 12-14), qui réalise l'accord de l'antenne sur le centre de la bande,

Un transformateur adapte ensuite l'impédance relativement basse du dipôle simple (50 à 70 Ω) à celle du circuit d'entrée, lequel est également accordé, de manière fixe, sur le milieu des V. H. F. La résis-

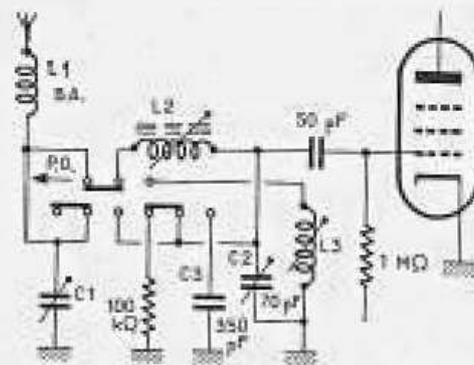


Fig. 12-13 a. — Circuit d'entrée d'un récepteur superhétérodyne pour voiture, avec accord inductif. En position « ondes moyennes »

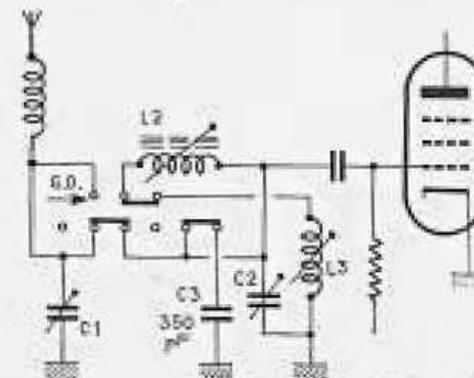


Fig. 12-13 b. — En position « grandes ondes »

ANTENNES V.H.F.

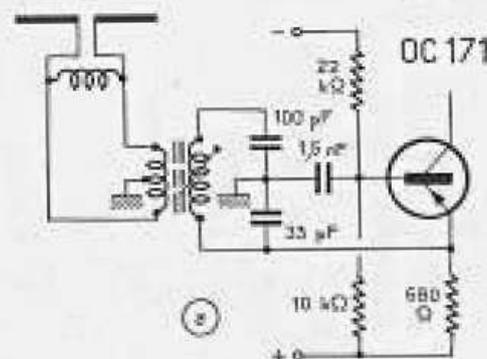


Fig. 12-14 a. — Circuit de coupure pour antenne ondes ultra-courtes dans un récepteur portable.

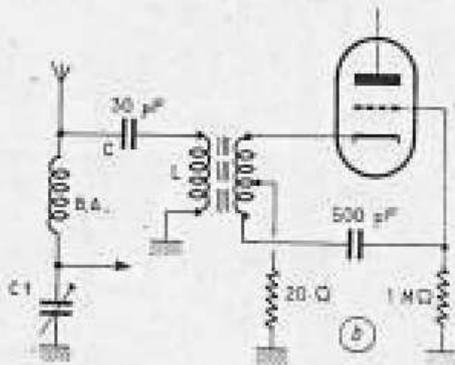


Fig. 12-14 b. — Couplage de l'antenne V.H.F. pour récepteur de voitures.

tance d'entrée du transistor V. H. F., plus basse, est de son côté adaptée à la haute impédance du circuit par une prise effectuée à l'aide d'un diviseur de tension capacitif.

Le transistor travaille en montage à base commune, solution la meilleure en H. F. (paragraphe 8-13), la base étant reliée à la masse par un condensateur de 1,5 nF.

Dans les récepteurs de voiture, l'antenne normale pour A. M. est également utilisée pour la réception des V. H. F. (fig. 12-14 b). Le circuit d'antenne est dissymétrique et accordé par le bobinage L et le condensateur C sur le centre de la bande. Ensuite vient un transformateur d'adaptation à la triode V. H. F., travaillant en montage mixte, grille et cathode à la masse (paragraphe 8-12). La prise médiane du bobinage est reliée à la masse par une résistance de 20 Ω, qui produit la tension de polarisation de grille. Le condensateur de découplage, habituel dans la cathode, n'est pas nécessaire pour une aussi faible résistance.

La bobine d'arrêt B. A., servant à protéger la réception des parasites émis par le circuit d'allumage de moteurs, ne doit pas être connectée de la même manière que celle du montage de la figure 12-13 a, car les tensions V. H. F. induites dans l'antenne seraient également absorbées. Elle ne doit, en effet, jouer le rôle de bobine d'arrêt que pour les bandes A. M., tandis qu'en V. H. F., elle évite aux tensions induites d'être court-circuitées par le condensateur C₁.

12-15. — Couplage d'antenne V.H.F. pour récepteur d'appartement.

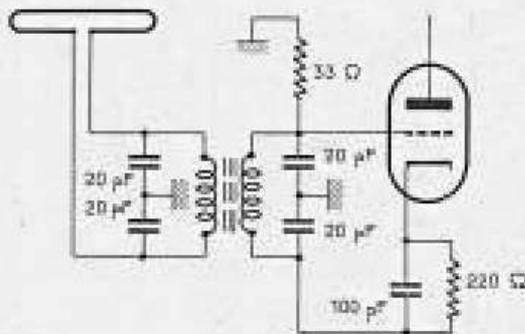


Fig. 12-15. — Couplage de l'antenne pour ondes ultra-courtes dans un récepteur d'appartement.

Dans les récepteurs d'appartement, on prévoit l'emploi d'une antenne dipôle repliée, ou trombone, dont l'impédance est de 240 Ω.

L'enroulement primaire du transformateur d'adaptation qui est chargé d'adapter cette impédance de 240 Ω à celle d'entrée, de haute valeur ohmique, de la triode V. H. F., est accordé sur le centre de la bande, et améliore la sensibilité, c'est-à-dire le rapport signal/bruit. L'enroulement secondaire, accordé de la même façon que le primaire, constitue avec lui un filtre de bande fixe, placé avant la lampe triode, qui travaille en montage

mixte à grille et cathode communes (ou à la masse), par prise capacitive. La tension négative de grille est créée aux bornes de la résistance de 33Ω , par le courant cathodique circulant dans le bobinage du circuit oscillant et la résistance de cathode de 220Ω .

12-16. — Couplage d'antenne V.H.F. pour « grand » superhétérodyne.

Pour éviter le rayonnement, par l'antenne, d'harmoniques de la fréquence d'oscillation locale, le circuit d'antenne est muni d'un filtre coupe-bande formé d'une ligne résonnante symétrique, décrite dans le paragraphe 3-17, et également nommée *ligne de Lecher*. Les deux condensateurs de 27 pF servant à l'accord sur le milieu de la bande sont connectés en série dans la descente d'antenne. Le secondaire du transformateur est accordé par variation de la self-induction.

On obtient ainsi la tension de commande optimale pour chaque fréquence de réception, et le bruit propre du récepteur est considérablement diminué.

La triode est montée en cathode commune, et le neutrodynage est assuré par le condensateur C_N . Un ajustable de 2 pF au maximum sert à l'accord du circuit oscillant sur la fréquence moyenne de 93 MHz .

12-17. — Etage aperiodique à transistor.

Dans la plupart des récepteurs, le circuit d'entrée directement connecté à l'étage mélangeur donne une sensibilité suffisante, aussi bien en P. O. et G. O. qu'en O. C.

Un étage H. F. supplémentaire, en effet, amplifierait les parasites, atmosphériques et autres, dans la même mesure que le signal, et le gain réalisé serait peu important !

Aussi, est-ce uniquement dans des superhétérodynes portables ou pour auto, de prix élevés, que l'on prévoit un étage H. F. à faible amplification. Ayant une résistance de bruit plus faible que l'étage mélangeur, il améliore par conséquent le rapport entre la tension d'entrée et le bruit de fond général du récepteur.

La figure 12-17 représente le schéma d'un de ces étages pour P. O. et G. O., destiné à un appareil portatif. Une simple

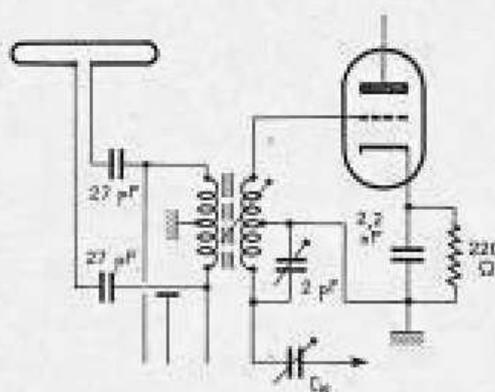


Fig. 12-16. — Couplage d'antenne pour ondes ultra-courtes avec circuit d'amortissement des variations de l'oscillateur.

AMPLIFICATION H.F. POUR LES BANDES A.M.

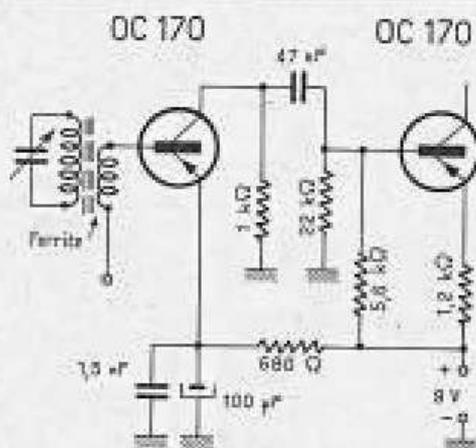


Fig. 12-17. — Etage amplificateur de haute fréquence à transistors avec résistances dans le circuit de collecteur.

résistance de 1 k Ω est connectée dans le circuit de collecteur. Si nous admettons que la valeur totale des capacités parallèles du transistor et du câblage est de 100 pF, la fréquence limite, d'après la formule du paragraphe 3-34, est de :

$$f_l = \frac{159\,000}{R \times C} = \frac{159\,000}{0,001\text{ (M}\Omega) \times 100\text{ (pF)}} = 1\,590\,000\text{ Hz} = 1590\text{ kHz.}$$

Ce qui est justement la limite de la gamme P. O., fréquence à laquelle le transistor OC 170 ne donne plus qu'une faible amplification de tension.

Ce circuit, contrairement à un circuit oscillant, ne favorise aucune fréquence déterminée, et porte donc le nom de *circuit apériodique*.

L'amplification étant faible, et obtenue sans circuit de sortie accordé, il n'y a pas de risque d'accrochage, et l'étage n'a pas besoin de neutrodynage.

12-18. — Etage apériodique à lampe.

Le schéma de la figure 12-18 représente un étage amplificateur H. F. destiné à un récepteur pour voiture. Une résistance de 1,6 k Ω représente la charge d'anode pour les gammes P. O. et G. O. Pour une pente $S = 3,5\text{ mA/V}$, l'amplification obtenue sera, d'après la formule donnée dans le paragraphe 7-16, de :

$$A = S \times R_a = 3,5 \times 1,6 = 5,6.$$

Mais en O.C., cette amplification est fortement réduite par les capacités en parallèle ; aussi, ce récepteur étant prévu pour leur réception sur la bande des 50 m, un circuit oscillant à accord fixe L_1-C_1 est alors mis en service, et rétablit le niveau normal de l'amplification.

Un circuit bouchon accordé sur la fréquence intermédiaire est connecté en parallèle sur la résistance d'anode, contrairement à la disposition en série habituelle pour ces circuits.

Cependant, du fait de son couplage par le condensateur C_2 de 100 pF, le circuit L_1-C_2 élimine effectivement toute tension à la fréquence parasite, toutefois, son fonctionnement est différent. En effet, il n'agit plus comme une impédance, c'est-à-dire, à sa fréquence de résonance, comme une résistance ohmique réelle, mais comme une réactance

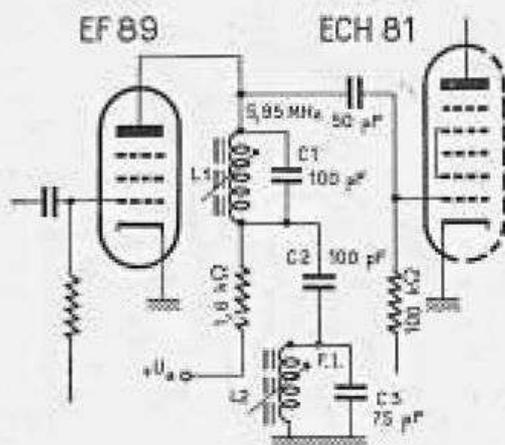


Fig. 12-18. — Tube amplificateur haute fréquence, avec résistance dans le circuit anodique pour les G.O et P.O., et circuit accordé fixe pour les O.C.

capacitive. D'un autre côté pourtant, « absorbant » les tensions à sa fréquence propre, il dissipe en quelque sorte de la puissance,

12-19. — Amplificateur H.F. à circuit d'anode accordé.

Cet étage H. F. pour récepteur super-hétérodyne de voiture est une application du principe présenté dans la figure 12-13. Il procure une bonne amplification dans les appareils à tension anodique réduite. Mais contrairement au schéma cité, le bobinage accordé L_2 est, pour la gamme P. O. comme en G. O., connecté en circuit oscillant parallèle. En position G. O., un enroulement supplémentaire L_3 est mis en série avec L_2 . La capacité totale d'accord du circuit est, en outre, augmentée d'environ 600 pF.

L'accord de ce circuit, conjugué avec celui d'entrée de la lampe mélangeuse, permet d'obtenir une amplification et une sélectivité maximales sur toutes les fréquences.

12-20. — Préamplificateur V.H.F. à transistor.

Deux motifs rendent souhaitable l'emploi d'un préamplificateur en V. H. F. :

1. Il amplifie le signal d'entrée avec un bruit de fond inférieur à celui produit par un étage mélangeur.

2. Il interdit le rayonnement par l'antenne de toute tension à la fréquence de l'oscillateur local issue de l'étage modulateur, et pouvant être une cause de perturbations pour les récepteurs de télévision voisins.

Seul le montage à base commune, éliminant les risques d'accrochage (fig. 8-13) par réaction interne, convient pour les étages V. H. F. à transistor.

Le montage représenté par la figure 12-20 est une extension de celui de la figure 12-14 a, auquel a simplement été ajouté le circuit accordé de collecteur.

Afin de mieux faire saisir le principe du montage à base commune, c'est-à-dire ici à base mise capacitivement à la masse, et en même temps, le rôle d'écran joué par celle-ci, le symbole habituel du transistor a été représenté avec la base dirigée vers le bas.

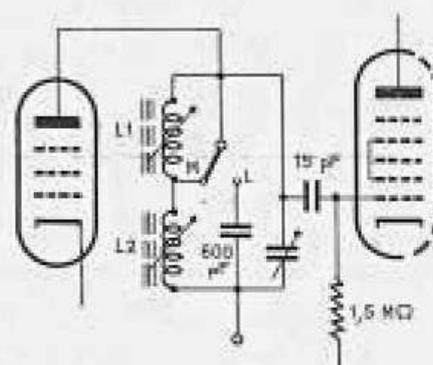


Fig. 12-19. — Tube amplificateur haute fréquence avec circuit anodique accordé.
M, petites ondes.
L, grandes ondes.

ETAGE PREAMPLIFICATEUR V.H.F.

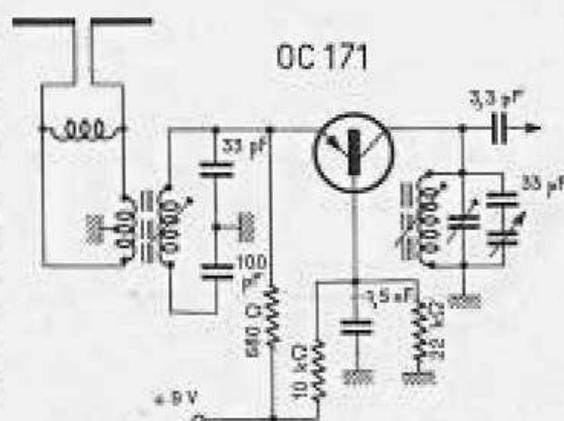


Fig. 12-20. — Etage à transistor pour ondes ultra-courtes avec base à la masse, et circuit de collecteur réglable.

12-21. — Préamplificateur V.H.F. à lampe.

L'antenne est couplée inductivement, et adaptée au bobinage de grille par le rapport de transformation convenant au dipôle replié. Dans les étages à lampe, le montage mixte, grille et cathode communes, est employé de préférence à celui à grille à la masse, car son adaptation à l'antenne est meilleure, et son neutrodynage moins critique.

La liaison des électrodes communes à la masse n'est pas réalisée ici par une prise sur le bobinage, mais par un diviseur de tension capacitif connecté aux bornes du circuit d'entrée. La bobine d'arrêt BA_1 offre au courant cathodique continu, qui ne peut traverser les capacités du diviseur, un chemin de retour vers la masse.

Tandis qu'il y a toujours un risque d'introduction d'oscillations de V. H. F. incontrôlées dans les étages à lampes pour ondes plus longues, les circuits V. H. F., eux, peuvent être perturbés par des oscillations émanant des bandes décimétriques. C'est en prévision de ce risque qu'une petite bobine « à air » a été connectée en série avec le condensateur de cathode. La fréquence de résonance série de ces deux composants ($200 \text{ pF} - 10 \text{ nH}$) correspond environ à celle du milieu de la bande V. H. F., et représente alors une très faible impédance. L'action de ce bobinage est prépondérante en ondes décimétriques, et toute oscillation à ces fréquences est fortement réduite.

L'étage est neutrodyné par le condensateur de 6 pF connecté entre l'anode et l'extrémité inférieure du circuit oscillant. Un trimmer, constituant l'un des deux condensateurs du circuit de grille, permet le réglage initial du neutrodynage.

Le circuit accordé d'anode étant couplé capacitivement par le condensateur de 120 pF , la tension continue est appliquée à l'anode par la bobine d'arrêt BA_2 .

Si sa construction est soignée, et avec une lampe à forte pente, cet étage peut atteindre une amplification H. F. de 8 à 10, tout en réduisant au minimum à la fois le rayonnement de l'oscillateur et le bruit.

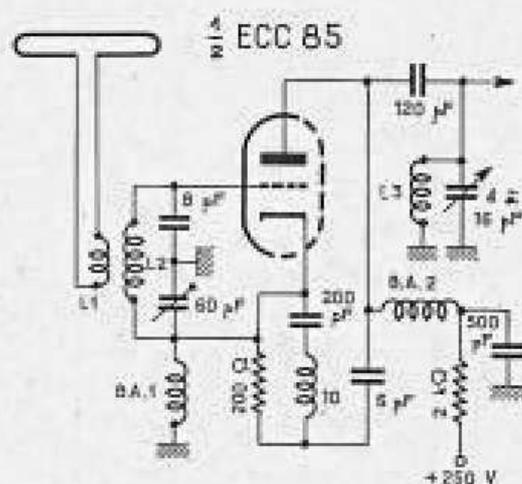


Fig. 12-21. — Tube préamplificateur pour les ondes ultra-courtes, avec circuit mixte (grille-cathode) à la masse.

Etages mélangeurs et oscillateurs

13-1. — Le principe.

Dans le changement de fréquence « additif », les deux fréquences sont appliquées à la même électrode de commande du transistor ou du tube. Lorsque le point de fonctionnement est situé dans une partie courbe de la caractéristique, et lorsqu'une au moins des deux tensions H. F. est suffisamment élevée, les bandes de fréquences latérales (battements) $f_2 - f_1$ et $f_2 + f_1$ apparaissent dans le courant, très complexe, de collecteur, ou d'anode. Un circuit oscillant choisit alors la fréquence sur laquelle il est accordé. La fréquence H. F. d'entrée et celle de l'oscillateur étant appliquées ensemble à la même électrode, c'est-à-dire additionnées, ce montage est dit à changement de fréquence additif.

Une caractéristique courbe au coude est indispensable au fonctionnement de ce montage ; sans elle il ne peut y avoir formation de nouvelles fréquences.

Cette condition est remplie dans les transistors par la courbure naturelle de la caractéristique du courant de base (fig. 6-8). Elle est obtenue dans les lampes en portant la grille mélangeuse au potentiel négatif amenant le point de fonctionnement dans le coude inférieur de la courbe.

13-2. — Etage oscillateur-mélangeur.

Pour obtenir à la fois le meilleur rendement de conversion, et celui d'oscillation, l'emploi de deux transistors séparés (ou de deux lampes) serait préférable. Le premier élément servant uniquement de

CHANGEMENT DE FREQUENCE ADDITIF

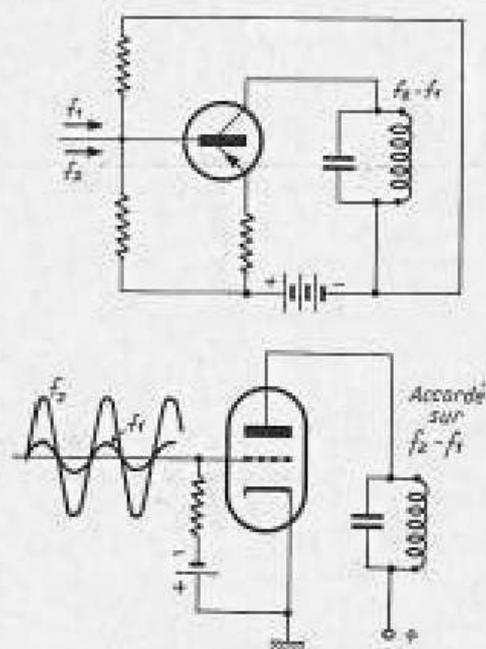


Fig. 13-1. — Principe du mélange additif, avec un transistor-mélangeur et une triode mélangeuse.

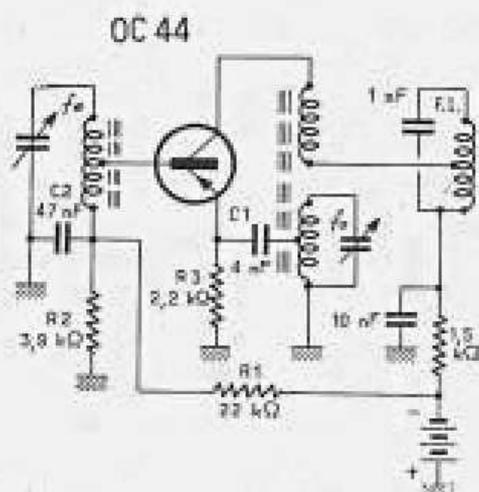


Fig. 13-2. — Étape mélangeur à transistor en A.M.

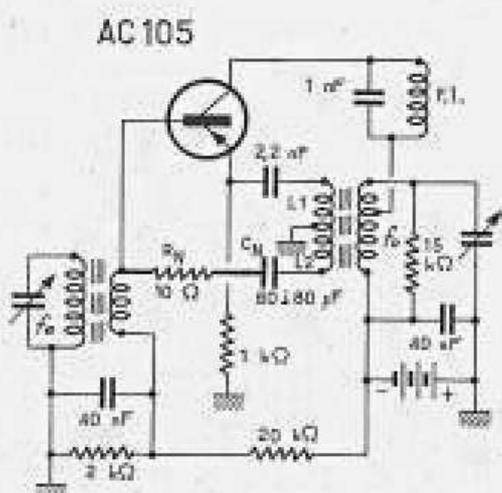


Fig. 13-3. — Étape mélangeur à transistor en A.M. à circuits découplés.

mélangeur, le second sera chargé de la production de l'oscillation locale. Ce dispositif est effectivement utilisé dans les grands récepteurs de trafic.

Par contre, dans les récepteurs de radio-diffusion courants, le changement de fréquence, par économie, est réalisé avec un seul transistor (ou une seule lampe) remplissant les deux fonctions.

La figure 13-2 représente le schéma d'un étage oscillateur-mélangeur à transistor unique pour A. M. d'un récepteur de poche. L'oscillateur produisant la fréquence f_0 est analogue à celui de la figure 9-9, mais l'enroulement de collecteur, servant à la réaction, est séparé du bobinage du circuit oscillant. La fréquence incidente f_c est transmise à la base par une prise pratiquée sur le bobinage du circuit d'entrée. Placée très bas sur l'enroulement, cette prise met pratiquement, en ce qui concerne l'oscillation locale, la base du transistor à la masse (voir, fig. 9-9, le condensateur C_2). De plus, elle adapte parfaitement le circuit au transistor.

Le circuit F. I., formant le primaire du transformateur F. I., est connecté dans le circuit de collecteur. Ici également, une prise à basse impédance assure l'adaptation-correcte et empêche la formation d'oscillations parasites.

De par son principe, l'étage de changement de fréquence additif n'admet pas la régulation automatique, car le déplacement du point de fonctionnement peut provoquer l'arrêt de l'oscillation locale.

13-3. — Oscillateur - mélangeur à transistor à circuits découplés.

Dans les bandes O. C., pour F. I. = 460 kHz, la différence entre les fréquences f_c et f_0 est, par rapport à f_0 de :

$$\text{bande 50 m : } \frac{460}{6000} \times 100 = 8\% ;$$

$$\text{bande 11 m : } \frac{460}{27\,000} \times 100 = 2\% ;$$

Avec une différence de fréquences aussi faible apparaît le risque de voir les deux circuits s'influencer mutuellement, jusqu'à osciller sur la même fréquence. La fréquence intermédiaire ne pouvant plus se former... il n'y aurait plus de réception !

Les circuits doivent donc être blindés, et ils ne doivent pas non plus être couplés par le transistor. Cette dernière condition

ne permet pas de neutrodynamer l'étage d'après le principe étudié au paragraphe 10-6, figure 10-6 a. On est donc conduit à utiliser dans ce montage le circuit de neutrodynamage figuré en trait gras dans la figure 13-3, et qui comprend le condensateur C_N et la résistance R_N .

Ainsi, aucune tension issue du circuit oscillateur ne peut parvenir ni à la base, ni au circuit d'entrée qui lui est connecté : les circuits sont découplés. En outre, la fréquence d'oscillation et ses harmoniques ne risquent pas d'apporter des perturbations aux récepteurs voisins par rayonnement dans l'antenne, à travers le circuit d'entrée.

13-4. — Oscillateur - mélangeur à transistor pour V.H.F.

Le circuit oscillateur de cet étage est analogue à celui de la figure 9-12.

Pour les V. H. F., la base est pratiquement mise à la masse par le condensateur de 470 pF. L'émetteur est l'électrode commune à la fréquence incidente d'entrée f_e , et à celle de l'oscillateur local f_o . Un montage en pont n'étant pas possible ici, la fréquence f_i est transmise à l'émetteur par un condensateur fixe de 5 pF.

Cela est réalisable ici, parce que, avec F. I. = 10,7 MHz, le pourcentage de différence entre les deux fréquences f_e et f_o est plus grand, et aussi parce que les récepteurs V. H. F. travaillent toujours avec un étage préamplificateur H. F., lequel protège suffisamment l'antenne de toute tension provenant de l'oscillateur.

Un montage en pont destiné à éviter toute induction mutuelle des circuits est, dans l'état actuel de la technique V. H. F., difficile à réaliser, étant donné les rotations de phase se produisant dans les transistors (paragraphe 9-11). Il est fort probable que les progrès qui ne manqueront pas d'être réalisés dans l'avenir permettront d'établir des montages partant de ce principe.

Le rôle du condensateur de 10 pF connecté entre base et extrémité froide du bobinage F. I. peut être expliqué de la manière suivante : pour la fréquence intermédiaire, la capacité de réaction interne du transistor crée une contre-réaction de tension qui a pour effet de réduire sa résistance interne et d'amortir le circuit F. I. Le potentiel de l'extrémité inférieure de celui-ci est alors légèrement

Le circuit oscillateur est amorti par une résistance de 15 k Ω , afin que l'impédance à la résonance et l'amplitude des oscillations demeurent constantes sur toutes les bandes.

L'alimentation du transistor en courant continu par diviseur de tension de base et résistance d'émetteur est aisée à reconnaître. Le diviseur place et stabilise le point de fonctionnement du transistor à l'endroit de la caractéristique le plus propice au changement de fréquence. La résistance d'émetteur, dont la valeur est de 1 k Ω , élève le potentiel de celui-ci au niveau nécessaire à ce montage oscillateur, qui a déjà été décrit dans le paragraphe 9-8.

CHANGEUR DE FREQUENCE POUR V.H.F.

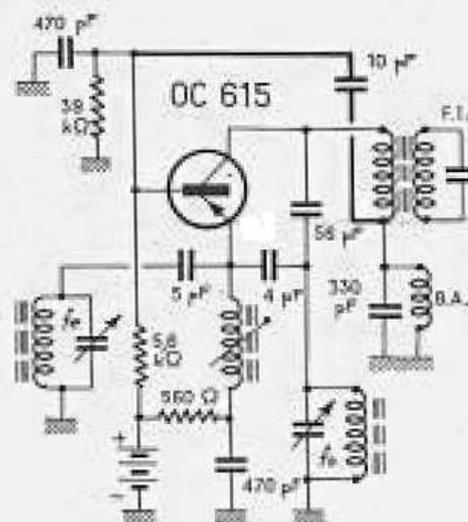


Fig. 13-4. — Etage mélangeur à transistor en ondes ultra-courtes.

relevé par la chute de tension aux bornes de la bobine d'arrêt B.A. en série avec lui, chute de tension qui, devenue tension de réaction, est également transmise à la base par le condensateur de 10 pF.

La contre-réaction nuisible se trouve ainsi annulée, et, mieux encore, il devient même possible, grâce à une légère réaction, d'améliorer la qualité et la sélectivité du circuit F. I. Contrairement aux précédents montages, c'est le pôle négatif de la batterie qui, ici, est relié à la masse.

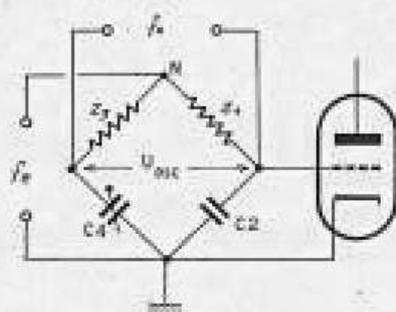


Fig. 13-5. — Principe du pont-oscillateur.

13-5. — Changeur de fréquence V.H.F. à triode avec oscillateur symétrique.

Dans la fonction de changeurs de fréquence, c'est en montage à cathode commune que les excellentes propriétés des triodes spéciales pour V. H. F. (EC 92 et ECC 85 : impédance d'entrée élevée et faible résistance équivalente de bruit) sont utilisées au mieux.

Afin d'empêcher le rayonnement de l'oscillateur dans le circuit d'antenne, on utilise ici un montage en pont, dans lequel chacun des deux circuits, H. F. et oscillateur, forme l'une des diagonales. Ils n'ont plus alors aucune influence mutuelle.

Z_1 et Z_2 (fig. 13-5) représentent les deux parties du circuit oscillateur, c'est-à-dire soit un bobinage à prise, soit deux capacités en série. C_2 représente la capacité grille-cathode de la lampe, et C_4 un trimmer d'équilibrage.

Le pont est équilibré lorsque

$$Z_1 \times C_2 = Z_2 \times C_4$$

Le point N se trouve alors, pour la fréquence d'oscillation locale, au potentiel de la masse. Aucune tension à cette fréquence ne peut donc parvenir au circuit d'entrée.

Pour l'équilibrage, un voltmètre électronique très sensible est branché entre le point N et la masse. La mise au point, par ajustage du trimmer C_4 , est obtenue lorsque le voltmètre indique une tension minimale.

13-6. — Changeur de fréquence additif avec pont à branche capacitive.

Les condensateurs C_1 et C_3 correspondent ici (fig. 13-6) aux impédances Z_1 et Z_2 de la figure précédente.

La fréquence incidente f_e est appliquée au circuit accordé d'oscillateur, lui-même relié d'autre part à la grille, par une prise capacitive (point N). Le trimmer C_4 permet l'équilibrage du pont. L'enroulement de réaction et le circuit primaire du transformateur F. I. sont connectés en série dans le circuit d'anode. La résistance de 30Ω empêche la formation d'oscillations parasites et assure une amplitude régulière de l'oscillation locale. Le condensateur variable doit être isolé de la masse, à moins de réaliser l'accord par capacité fixe et variation de self-induction.

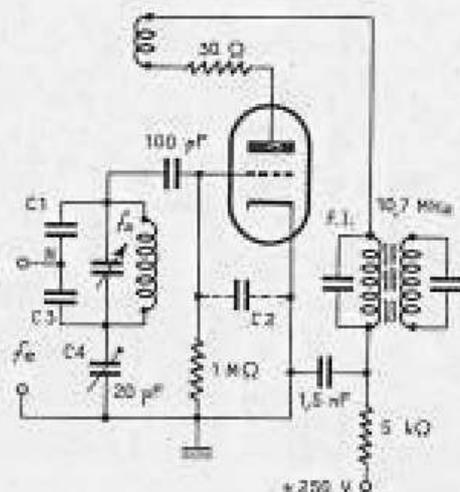


Fig. 13-6. — Alimentation en haute fréquence par prise capacitive. Le condensateur d'accord ne peut pas être relié à la masse.

Dans le changement de fréquence additif, il est nécessaire de polariser assez fortement la lampe mélangeuse (paragraphe 13-1, fig. 13-1 *b*). Cette tension de polarisation est engendrée aux bornes d'une résistance, dont la valeur usuelle est de 100 k Ω à 1 M Ω , par le courant d'oscillation lui-même.

13-7. — Changeur de fréquence additif à entrée inductive en pont.

Le circuit accordé de l'oscillateur est, ici, connecté à l'anode. La tension de fréquence incidente f_c est appliquée à une prise de l'enroulement de grille servant à la réaction. Les parties L_1 et L_2 de ce bobinage correspondent aux impédances Z_1 et Z_2 de la figure 13-5. Le condensateur variable a l'une de ses armatures à la masse, ce qui permet d'utiliser un modèle courant.

Le bobinage V. H. F. représentant un véritable court-circuit pour la fréquence intermédiaire de 10,7 MHz, le condensateur de couplage est, en ce qui concerne cette fréquence, pratiquement en parallèle sur le primaire du transformateur F. I. Il est donc inutile d'y connecter la capacité habituelle. Toutefois, en cas de changement de ce condensateur, il est indispensable de régler à nouveau le circuit F. I.

13-8. — Amortissement du premier circuit de F.I.

À côté de ses avantages, le changement de fréquence additif a également un inconvénient : la faible résistance interne de la triode amortit fortement le premier circuit F. I.

De plus, la capacité grille-anode C_{ga} crée, pour la fréquence intermédiaire, une contre-réaction de tension. Cette capacité, en effet, forme avec la capacité grille-cathode C_{gc} un diviseur de tension capacitif en parallèle sur le circuit F. I. La fraction de tension apparaissant sur la grille produit une contre-réaction qui diminue encore la résistance interne de la triode et augmente l'amortissement du circuit.

Ici également, les bobinages V. H. F. constituent pour la fréquence intermédiaire un véritable court-circuit, et le condensateur de couplage de grille se trouve, pour elle, pratiquement en parallèle sur la capacité C_{gc} . Afin de maintenir à une valeur

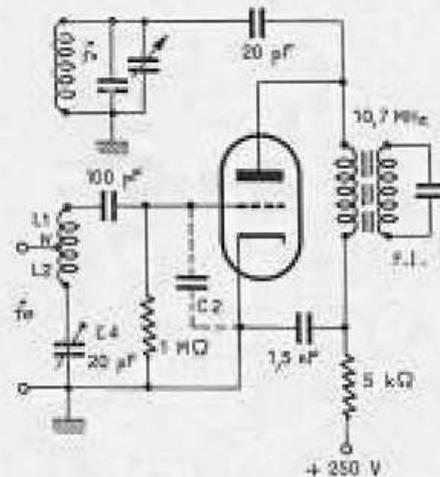


Fig. 13-7. — Alimentation du circuit en haute fréquence au moyen d'une prise sur le bobinage.

REACTION EN F.I.

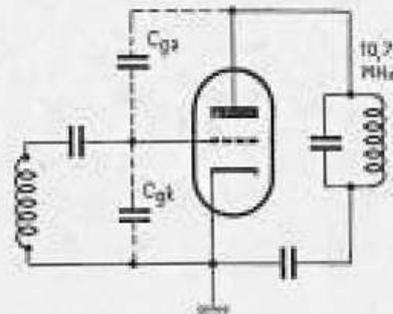


Fig. 13-8. — Dans un tube fonctionnant en mélangeur-additif, la capacité anode-grille provoque une contre-réaction.

minimale la tension de contre-réaction, la partie de capacité du diviseur entre grille et cathode doit être élevée. C'est pourquoi le condensateur de couplage de grille est de valeur souvent plus élevée qu'il serait nécessaire en V. H. F. Alors que dans les autres gammes il n'a généralement qu'une capacité de 30 à 50 pF, on trouve en V. H. F. une valeur de 100 pF, permettant de maintenir la contre-réaction parasite au minimum.

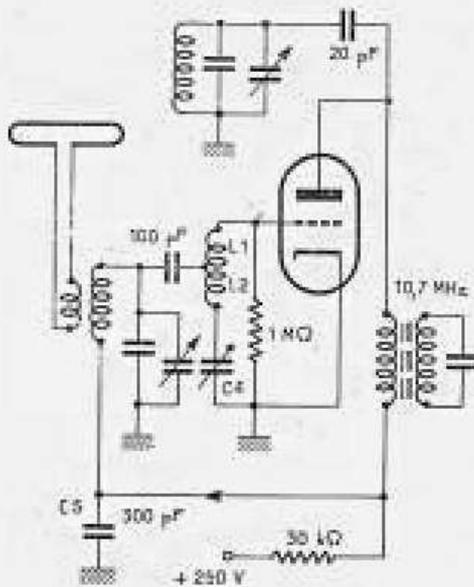


Fig. 13-9. — Insertion d'un circuit de réaction pour compenser les effets de contre-réaction dans le circuit de la figure précédente.

CHANGEMENT DE
FREQUENCE
MULTIPLICATIF

Les conditions ne sont pas du tout les mêmes que dans un étage amplificateur normal. En effet, non seulement le circuit de grille n'est pas accordé sur la même fréquence que celui d'anode, mais encore il se comporte à l'égard de la fréquence intermédiaire comme une capacité. De ce fait, il se crée sous l'action de la capacité C_{gr} , non pas une réaction, mais une contre-réaction.

13-9. — Réaction sur la fréquence intermédiaire.

L'amortissement apporté par la contre-réaction parasite étudiée dans le paragraphe précédent, peut heureusement être supprimé par une réaction de même ordre de grandeur.

Le mode de montage du circuit de réaction peut être quelconque. Ce pourrait même être le mode inductif de la détectrice à réaction. Toutefois, on donne la préférence au circuit de la figure 13-9, dans lequel la tension de réaction est prise au pied du primaire du transformateur F. I., et couplée au pied du circuit de grille.

Cette disposition correspond donc en quelque sorte à un circuit de neutrodynage, mais il ne s'agit plus de supprimer une tendance à l'accrochage dont la cause est la capacité C_{gr} , mais bien de supprimer l'amortissement apporté par cette même capacité.

Pour créer cette tension de réaction, une résistance de 30 kΩ est connectée en série dans le circuit d'alimentation d'anode. La tension de F. I. prenant naissance aux bornes de cette résistance est couplée au pied du bobinage H. F. par le condensateur C_r de 300 pF. Il est possible de cette manière, non seulement de supprimer l'effet nuisible de la contre-réaction, mais encore, par une réaction plus élevée, d'augmenter à la fois l'amplification et la sélectivité de la F. I.

Le dispositif étant établi à la fréquence fixe de 10,7 MHz, cette réaction ne nécessite aucun moyen de réglage (paragraphe 13-4).

13-10. — Changement de fréquence par triode-hexode.

La fréquence incidente f_c et la fréquence d'oscillation locale f_o sont appliquées

chacune à la grille d'un des deux éléments contenus dans le tube.

L'oscillation locale est créée par réaction dans l'élément triode, le circuit accordé étant connecté à son anode. Celle-ci est alimentée en courant continu par une résistance en parallèle sur le circuit oscillant. La grille est connectée à la grille g_3 de l'élément hexode.

Le changement de fréquence *multipliatif* par triode-hexode présente sur le procédé additif utilisé avec les transistors et les triodes, un grand avantage : le changement de fréquence étant indépendant du point de fonctionnement de la lampe mélangeuse, on peut donc, avec une lampe à pont variable, prévoir une régulation, ou plus exactement, une *commande automatique du gain* (C. A. G.).

Mais la tension de C. A. G. appliquée à la grille 1 de la lampe mélangeuse fait varier la capacité entre celle-ci et la grille 3. Lorsque l'enroulement de réaction d'oscillateur ne comporte qu'un nombre réduit de spires, cette variation de capacité n'est appliquée que partiellement au circuit oscillant. Elle le désaccorde donc bien moins que s'il était directement relié à la grille 3. Le circuit oscillant doit donc être, électriquement, le plus loin possible de la grille recevant la commande automatique de gain.

Le primaire du premier transformateur F. I. représente la charge d'anode de l'élément hexode, et extrait par filtrage la différence des fréquences $f_0 - f_c = F. I.$ de l'ensemble des composants.

13-11. — Changement de fréquence par heptode.

Le changement de fréquence par heptode a disparu avec le dernier récepteur portatif équipé de lampes batterie!

Aussi, n'est-il mentionné ici que pour rendre ce chapitre plus complet, et pour montrer combien ont demandé de recherches et de travail les 25 années nécessaires aux découvertes faites dans ce domaine.

Le transistor triode est aujourd'hui, à ce point de vue, au stade où se trouvait la lampe vers l'année 1925. Si son développement doit emprunter le même chemin que cette dernière pour parvenir à la création de transistors hexodes ou heptodes pouvant assurer à la fois le changement de fréquence multiplicatif et la

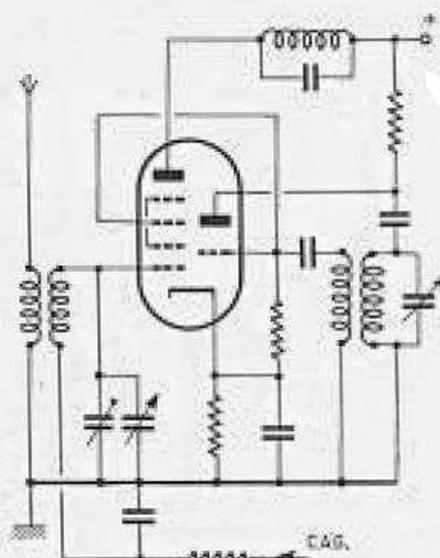


Fig. 13-10. — Circuit mélangeur avec tube du type ECH.

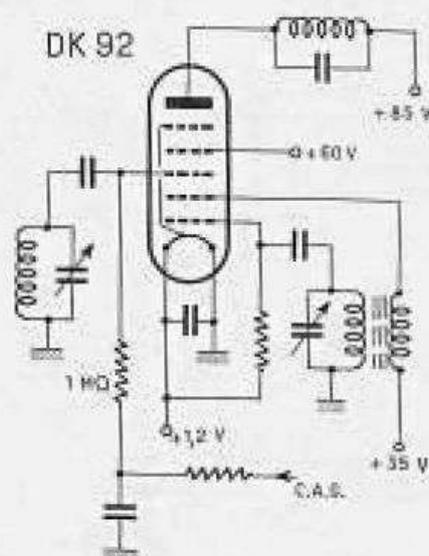


Fig. 13-11. — Circuit mélangeur avec tube type DK.

LE REGLAGE DU SUPERHETERODYNE

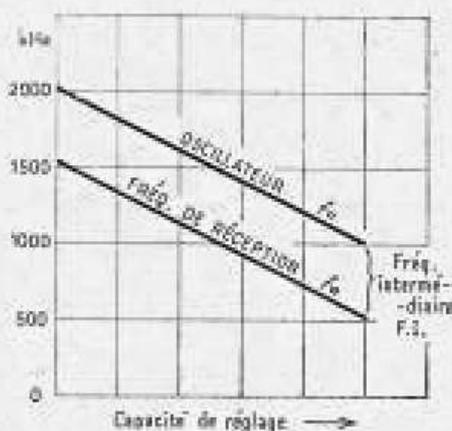


Fig. 13-12. — Courbes parallèles indispensables.

C. A. G., le succès n'est pas encore en vue !

Dans l'heptode changeuse de fréquence, les électrodes oscillatrice et modulatrice sont placées l'une derrière l'autre sur le parcours des électrons, l'anode oscillatrice étant formée simplement de deux petits barreaux. La création d'oscillations dans cet ensemble entraîne la soumission de la totalité du flux électronique à la cadence de ces oscillations (fig. 7-23). La grille oscillatrice g_1 sert en même temps de mélangeuse. La grille g_2 est la grille de commande, et reçoit la fréquence incidente f_e et la C. A. G.

Ainsi que dans le montage précédent, afin que le circuit accordé de l'oscillateur ne subisse pas trop l'influence de l'action de la C. A. G., il doit être électriquement éloigné au maximum de la grille de commande. C'est pourquoi il est connecté à la grille oscillatrice.

13-12. — La variation parallèle ou commande unique.

L'entrée d'un récepteur superhétérodyne est accordée sur la fréquence incidente f_e par un ou plusieurs circuits oscillants.

Pour obtenir à toutes les fréquences f_e la même fréquence intermédiaire F. I., la fréquence de l'oscillation locale f_o doit conserver constamment la même différence avec la fréquence f_e . La variation de la fréquence f_o doit donc, à la distance correspondant à la valeur de la F. I., demeurer sur toute l'étendue de la gamme parallèle à la variation de la fréquence f_e (fig. 13-12).

Or, le circuit oscillant d'entrée et celui de l'oscillateur local ont des variations de fréquence tout à fait différentes ! Celle du circuit oscillateur est plus petite que celle du circuit d'entrée. En P. O., par exemple, on trouve :

$$\text{Variation de la fréquence } f_e \text{ ou } \Delta f_e = \frac{1602}{520} = 3 \text{ à } 1.$$

$$\text{Variation de la fréquence } f_o \text{ ou } \Delta f_o = \frac{2062}{980} = 2,1 \text{ à } 1.$$

En V. H. F., les différences sont plus réduites :

$$\Delta f_e = \frac{100}{87} = 1,15 \text{ à } 1.$$

$$\Delta f_0 = \frac{110,7}{97,7} = 1,13 \text{ à } 1.$$

13-13. — L'alignement.

La variation de fréquence de l'oscillateur étant moins grande en P. O. et en G. O., la variation de capacité de son condensateur d'accord doit également être moins grande que celle du condensateur d'accord du circuit d'entrée.

Les blocs de condensateurs variables comportant généralement des éléments identiques, ce résultat est obtenu en diminuant la capacité d'accord du circuit oscillateur à l'aide de condensateurs série S (fig. 13-13), appelés *padding*s, ou parallèle P, ou *trimmers*. En parallèle, ils augmentent la capacité minimale; en série, ils diminuent la capacité maximale. Les trimmers peuvent être connectés en parallèle sur le condensateur variable ou sur le bobinage. En O. C., les différences entre les variations de fréquence des deux circuits sont si faibles que le condensateur série n'est pas nécessaire. Il en est de même pour les V. H.F. (A titre d'exercice, calculez ces différences pour les bandes usuelles O. C. de 19 m à 50 m.)

Dans les récepteurs sans gamme O. C., particulièrement les superhétérodynes de poche ou portables, on utilise des blocs de condensateurs variables dans lesquels l'élément réservé à l'oscillateur possède des plaques mobiles d'un profil particulier, dont la variation de capacité est plus petite. Ces condensateurs donnent, sans capacité additionnelle, la variation de fréquence correspondant à la gamme P. O.

13-14. — Les défauts d'alignement en dehors des points de réglage.

Le réglage des bobinages, des *padding*s et des trimmers, permet d'obtenir en trois points, appelés *points d'alignement*, et pour chaque gamme, la différence de fréquence exacte entre circuit oscillateur et circuit d'entrée. Mais il existe des écarts à tous les autres points de la gamme, où la différence entre les deux circuits ne correspond plus exactement à la fréquence intermédiaire. La position de ces trois points dans la gamme détermine la grandeur de ces écarts.

En pratique, l'alignement réalisé sur les

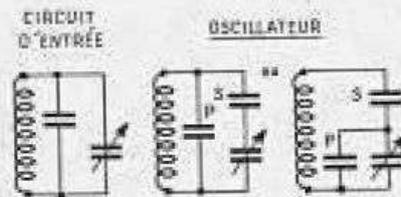


Fig. 13-13. — Circuit d'oscillateur avec condensateur en série et condensateur en parallèle.

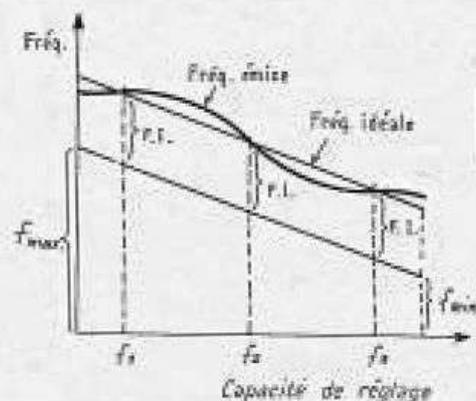


Fig. 13-14. — Courbe réelle de la fréquence de l'oscillateur.

COMMUTATION DE
GAMMES DES
OSCILLATEURS A.M.

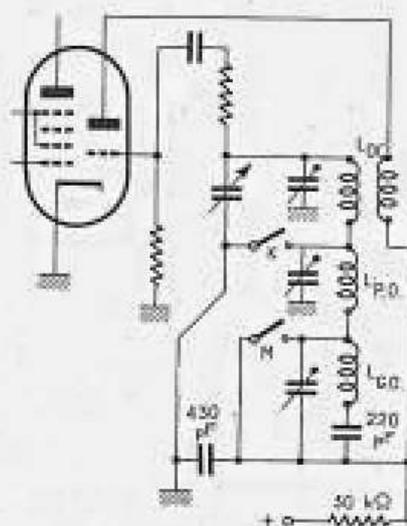


Fig. 13-15. — Circuit oscillateur le plus généralement adopté pour les récepteurs à tubes avec ondes courtes, moyennes et longues.

trois points suivants donne les meilleurs résultats (fig. 13-14) :

$$f_1 = 0,7 (f_{min} + f_{max})$$

$$f_2 = 0,5 (f_{min} + f_{max})$$

$$f_3 = 0,3 (f_{min} + f_{max})$$

Pour $f_{min} = 520$ kHz et $f_{max} = 1602$ kHz, soit $(f_{min} + f_{max}) = 2122$ kHz, il résulte :

$$f_1 = 0,7 \times 2122 = 1485 \text{ kHz.}$$

$$f_2 = 0,5 \times 2122 = 1061 \text{ kHz.}$$

$$f_3 = 0,3 \times 2122 = 637 \text{ kHz.}$$

13-15. — **Commutation dans le changement de fréquence par hexode.**

Il existe, pour les trois gammes d'ondes A. M., en raison des différentes valeurs des condensateurs série en G. O. et en P. O., plusieurs possibilités de commutation des gammes. On en trouve des réalisations très diverses dans les récepteurs construits jusqu'en 1947.

Mais depuis l'avènement de la radio-diffusion en V. H. F., la technique de la commutation des oscillateurs A. M. s'est simplifiée en adoptant presque universellement le schéma représenté dans la figure 13-15.

Le circuit oscillant O. C. est connecté à la grille, son enroulement de réaction à l'anode. En P. O. et en G. O., le circuit oscille en montage oscillateur capacitif à trois prises, ou oscillateur Colpitts, le diviseur de tension étant constitué par le condensateur variable et le padding. Il n'y a donc plus d'enroulement de réaction pour ces deux gammes. Le padding de 430 pF découple la tension d'alimentation, et, en même temps, connecte capacitivement, en O. C., l'extrémité froide du bobinage à la masse.

Pour les trois gammes, on n'utilise qu'un commutateur à deux circuits, un condensateur variable, et quatre bobinages (dont trois avec padding).

13-16. — **Schéma simplifié de l'oscillateur Colpitts.**

Afin de rendre plus claire l'étude du paragraphe précédent, la partie du schéma représentant la commutation en P. O. a été changée en une représentation habituelle de l'oscillateur Colpitts (fig. 9-18).

Les circuits oscillants P. O. et O. C. sont connectés en série entre anode et grille. La tension alternative de grille nécessaire à la réaction est prélevée sur

Dans la fig. 13-17, le circuit oscillateur P. O. et G. O. est du type Colpitts, analogue à celui de la figure 13-15, mais tout autre montage peut y être adapté.

Le principe du réglage « fin » par la

seule variation du circuit oscillateur d'un superhétérodyne est également utilisé dans tous les réglages automatiques de précision. L'organe d'accord est alors la capacité variable d'une diode à cristal montée en sens inverse.

13-18. — Commutation de gamme du circuit oscillateur d'un changeur de fréquence à transistor pour A.M.

Dans un oscillateur à transistor pour A. M., chacun des circuits correspondant aux gammes d'ondes exige une adaptation particulière, et le schéma de la figure 13-15, destiné à un montage à lampe, ne peut donc lui convenir parfaitement.

cuité, afin qu'il ne puisse former un circuit oscillant avec les capacités du câblage, dont la résonance tomberait dans la gamme P. O., et qui, par absorption d'énergie, créerait un « trou » dans l'oscillation locale. Toujours dans la même posi-

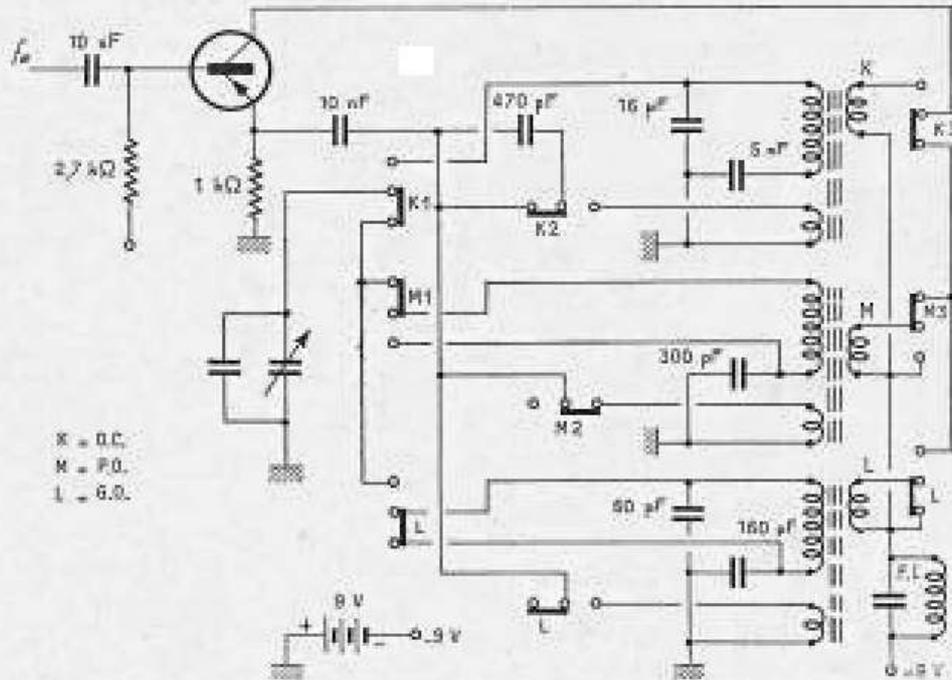


Fig. 13-18. — Circuit oscillateur d'un récepteur à transistors à trois gammes : O.C. (K) — P.O. (M) — G.O. (L).

C'est pourquoi est prévue pour chaque gamme une réaction inductive avec enroulements de couplage d'émetteur et de collecteur séparés, le condensateur variable d'oscillateur étant commuté sur le circuit utilisé.

La figure 13-18 montre la commutation sur la gamme P. O. Dans cette position, le bobinage du circuit G. O. est court-cir-

tion, le condensateur série de 300 pF est en service; les bobinages d'émetteur et de collecteur sont connectés par les contacts M2 et M3.

Le circuit primaire du transformateur F. I. demeure naturellement en série avec le bobinage de collecteur sur toutes les gammes.

Les amplificateurs F. I.

Pour mettre en valeur les principales qualités du récepteur superhétérodyne : haute sensibilité et bonne sélectivité, on doit avoir au moins :

pour les gammes A. M. :

2 étages à transistor ou 1 à lampe ;
3 ou 4 circuits F. I. ;

pour la bande V. H. F. :

3 étages à transistor ou 2 à lampe ;
5 ou 6 circuits F.I.

AMPLIFICATEURS F.I. POUR A.M.

14-1. — Amplificateur F.I. à quatre circuits.

Cet amplificateur, utilisé dans un superhétérodyne de poche, comprend deux transistors TF 45, un filtre de bande et deux circuits simples à fréquence intermédiaire.

Du fait de l'inévitable charge des circuits par la faible résistance interne des transistors, il faut admettre un amortissement

et une diminution de leur coefficient de surtension. Il a donc été établi pour règle que les circuits devaient être calculés de manière que, une fois couplés au transistor, leur bande passante à vide double exactement de valeur. On obtient alors la meilleure amplification.

Pour combattre les amortissements survenant en fonctionnement, on utilise, dans

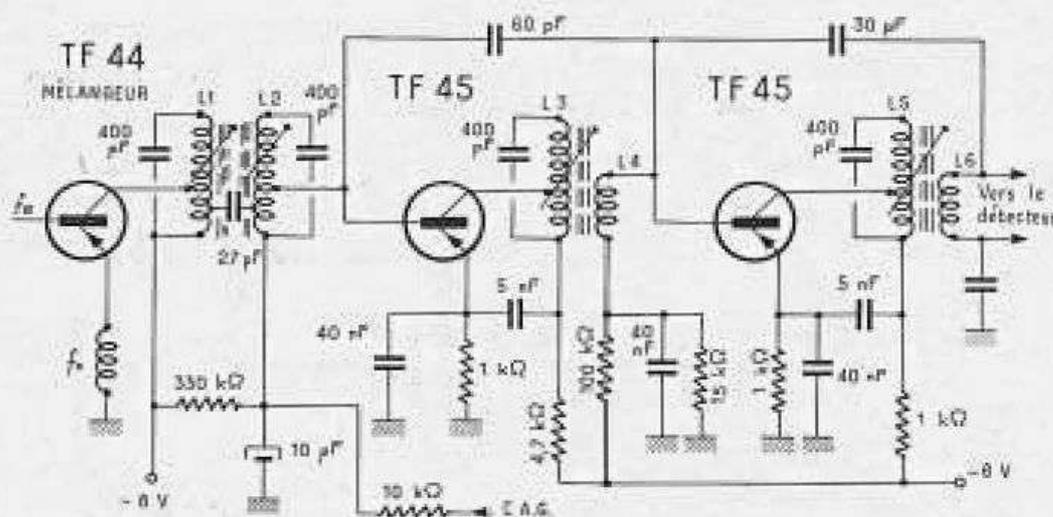


Fig. 14-1. — Amplificateur de fréquence intermédiaire pour récepteur « de poche ». Il n'y a pas de couplage inductif entre L₁ et L₂.

les récepteurs à transistors, des bobinages F. I. de la meilleure qualité possible ; toutefois, les capacités des circuits sont choisies relativement élevées, ici 400 pF, afin que les capacités propres des transistors n'aient qu'une faible influence sur l'accord.

Les deux bobinages du filtre de bande sont couplés capacitivement par le condensateur de 27 pF connecté à des prises (fig. 14-1). L'impédance du primaire L_1 est, avec une valeur d'environ 50 k Ω , adaptée au collecteur de l'oscillateur-mélangeur, tandis que l'adaptation du secondaire L_2 à la base du premier transistor F. I. est réalisée par une prise donnant une impédance de 1 k Ω . La prise

pratiquée sur le bobinage L_2 transforme l'impédance de ce circuit en une valeur d'environ 30 k Ω , permettant de l'adapter correctement au collecteur du même transistor. Enfin, des valeurs analogues sont données aux circuits du deuxième étage.

La capacité de réaction interne du premier et du deuxième transistor, qui est à peu près de 7 pF, est neutrodinée par deux condensateurs de 60 et de 30 pF (fig. 10-5), respectivement. La base du premier transistor est soumise à une tension de C. A. G.

L'amplification des deux étages atteint 60 dB, correspondant à une amplification de tension de rapport 1 : 1000.

14-2. — Amplificateur F.I. à six circuits pour A.M.

Pour augmenter la sélectivité, des filtres de bande ont été disposés avant et après le second transistor, formant ainsi un montage à six circuits à fréquence intermédiaire.

Le primaire de chaque filtre de bande est muni d'un condensateur en parallèle ayant la valeur relativement élevée de 1 nF. L'impédance à la résonance d'un circuit étant déterminée (paragraphe 3-6) par :

$$Z_{res} = Q \times \omega L = Q \times \frac{1}{\omega C}$$

et la valeur de C étant vraiment élevée (près de quatre fois celle du circuit secondaire, qui est de 270 pF), l'impédance à la résonance des trois primaires a une valeur assez faible, située entre 20 et 30 k Ω , qui correspond à l'adaptation correcte, sans aucune prise sur les bobinages, à la résistance interne des transistors.

Avantage de ce procédé : fabrication des bobinages simplifiée. Inconvénient : tension de résonance moins élevée.

Toutefois, cet inconvénient est compensé par le secondaire, à qui une capacité de

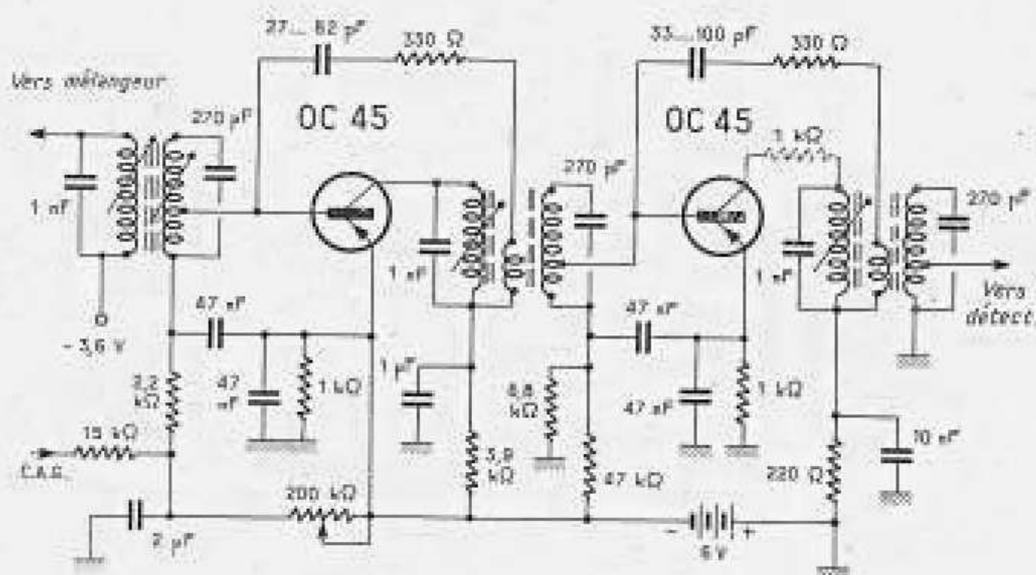


Fig. 14-2. — Circuit amplificateur de fréquence intermédiaire à six circuits A.M.

270 pF seulement donne une impédance à la résonance beaucoup plus élevée. Bien entendu, il doit être muni d'une prise l'adaptant à la résistance d'entrée du transistor.

Pour le neutrodynage des montages à couplage par filtres de bande, un enroulement spécial du bobinage de collecteur est nécessaire (fig. 10-5), car, au second circuit, les conditions de phase obligatoires ne sont pas remplies. La tension est transmise par résistance et capacité. Les valeurs

des capacités (27 à 82 pF et 33 à 100 pF) indiquées sur le schéma de la figure 14-2, doivent être adaptées exactement à chaque exemplaire de transistor.

Le point de fonctionnement du premier transistor F. I. est fixé à la valeur exacte par un potentiomètre « loto » de 200 k Ω . Une résistance de 1 k Ω est connectée dans le circuit d'émetteur, son rôle est de diminuer l'influence des capacités et résistances internes, dépendant du point de fonctionnement, sur l'accord.

14-3. — Amplificateur F.I. à transistors A.M.-F.M.

Dans les récepteurs comportant la bande V. H. F., l'amplificateur F. I. doit pouvoir fonctionner sur 460 kHz en A. M., et sur 10,7 ou 6,75 MHz en F. M.

Les circuits oscillants correspondant aux deux fréquences sont en général connectés en série, car, la différence entre ces dernières étant très élevée, les self-inductions et les capacités des circuits non utilisés ne représentent, par rapport à la masse, qu'une faible valeur ohmique. C'est seulement en présence d'une gamme O. C., que le circuit de F. M. voisin de l'étage changeur de fréquence doit être rendu inopérant par court-circuit, car il se comporterait, à ces fréquences, comme un circuit bouchon.

Dans ces amplificateurs, il faut, pour éviter les risques d'accrochage, que les circuits de neutrodynage des deux F. I. soient séparés. Cela serait plus simple à réaliser si les transistors étaient montés en base commune. Mais cela diminuerait encore la résistance d'entrée, déjà faible (fig. 8-13), et rendrait donc l'adaptation plus difficile, aussi préfère-t-on le montage en émetteur commun.

Tandis que la partie destinée à la réception en modulation de fréquence nécessite trois étages amplificateurs F. I., deux suffisent à la partie réservée à la modulation d'amplitude. L'étage oscillateur-mélangeur A. M., qui n'est plus nécessaire en V. H. F., est connecté en amplificateur F. I. additionnel en F. M.

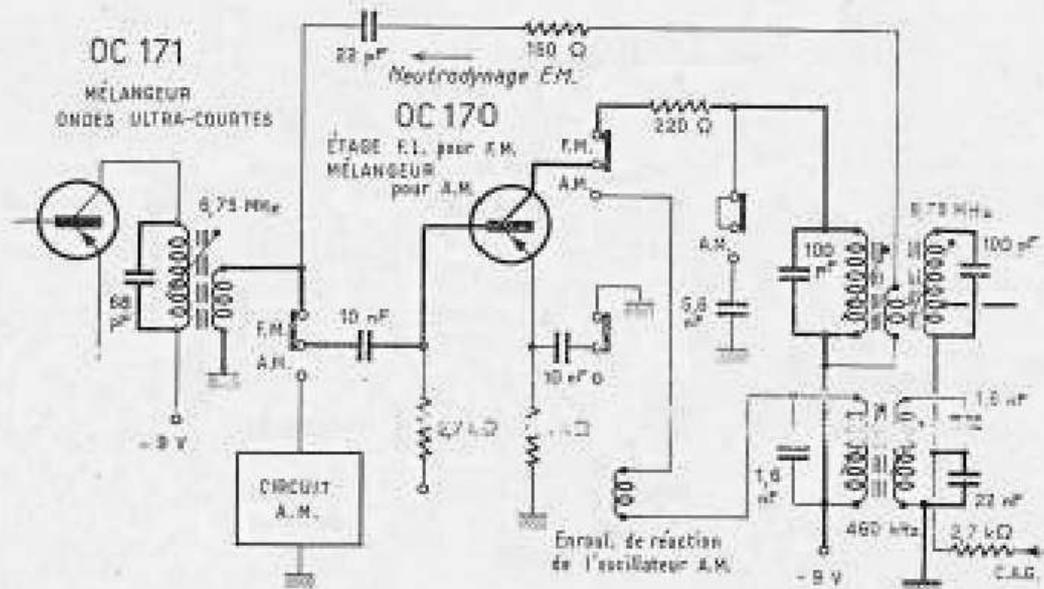
Les traits plus gras, dans la figure 14-3, permettent de mieux suivre le parcours du courant dans les circuits de l'amplificateur F. I. à 6,75 MHz.

AMPLIFICATEURS F.I. A.M. - F.M.

Le premier circuit F. I. est connecté dans le circuit de collecteur du transistor oscillateur-mélangeur V. H. F. Sa tension est transmise à la base du transistor suivant par un enroulement à basse impédance. Ce transistor, en F. M., sert de premier étage F. I. En A. M., toutefois, sa base est connectée au circuit d'entrée, son émetteur au bobinage de l'oscillateur local. Il travaille alors en changeur de fréquence A. M.

En F. M., après le premier étage F. I., se trouve un filtre de bande accordé sur 6,75 MHz. Le primaire est couplé en totalité au collecteur, son extrémité froide est reliée directement à la tension d'alimentation, une résistance de 220 Ω est connectée en série dans le circuit de collecteur. La tension de neutrodynage est obtenue par un enroulement de couplage. Une prise sur le bobinage adapte le secondaire à la base du second transistor. L'autre extrémité du secondaire est mise à la masse par le condensateur de 22 nF du diviseur de tension capacitif constituant la capacité d'accord du circuit à 460 kHz.

Le filtre de bande suivant est à peu près identique. L'extrémité froide du circuit primaire est mise à la masse également par le condensateur, de 1,6 nF cette fois, du circuit à 460 kHz. Un enroulement de couplage fournit la tension de neutrodynage qui est transmise à la base par une résistance de 150 Ω et un condensateur de 22 pF. La prise pratiquée sur le bobinage du circuit secondaire n'est pas connectée à la base, mais bien à l'émetteur du troisième transistor qui, pour la réception en F. M., est monté en base commune, mise



à la masse par le condensateur de 22 nF du diviseur de tension du circuit A. M. Bien qu'avec le montage en base commune il y ait peu de risques d'accrochage, l'étage est neutrodyné par une résistance de 1 k Ω et un condensateur de 8 pF.

En réception A.M., l'inversion des contacts du commutateur de gammes du premier transistor OC 170 réalise les nouvelles fonctions suivantes :

Le premier transistor travaille désormais en changeur de fréquence A. M. Le circuit accordé sur 6,75 MHz est déconnecté du collecteur, tandis qu'un condensateur de 5,6 nF est connecté à ses bornes, entraînant un fort désaccord, et l'empêchant d'emprunter de l'énergie au circuit O. C. En même temps, le circuit de neutrodynage, devenu inutile, est également déconnecté de la base. Le circuit à 460 kHz, seul actif maintenant, est adapté à la résistance interne du collecteur par une capacité de 1,6 nF.

Le circuit secondaire du premier filtre de bande est adapté à la base du second transistor OC 170 par une prise effectuée sur un diviseur de tension capacitif, entre deux condensateurs respectivement de 1,6 nF et 22 nF. Les quelques spires du circuit F. M. demeuré en série représentent une liaison de très faible valeur ohmique. Il en est de même pour le bobinage du

circuit F. M. de collecteur qui forme pour la fréquence de 460 kHz une connexion directe.

Voici maintenant une intéressante variante de neutrodynage pour A. M., variante correspondant au principe exposé dans le paragraphe 10-4. Toutefois, la prise n'est pas, ici, pratiquée sur le bobinage, mais entre deux fractions de la capacité du circuit oscillant. La tension de neutralisation, partant de l'extrémité opposée du circuit, traverse l'enroulement de neutrodynage F. M., maintenant inefficace, et parvient, par la résistance de 150 Ω et le condensateur de 22 pF, à la base du transistor. Le diviseur de tension capacitif doit donc être calculé de manière que les éléments R et C du circuit (150 Ω - 22 pF) nécessaires au neutrodynage en F. M., fournissent également un neutrodynage correct en A. M.

Le secondaire de ce filtre de bande est connecté à la base du dernier transistor F. I. Il est, lui aussi, adapté par un diviseur de tension capacitif (1,6 nF et 22 nF). Dans le circuit de collecteur, il n'y a qu'un circuit unique à 460 kHz, dont le secondaire (enroulement de couplage au circuit de détection) est également utilisé pour le neutrodynage spécial à la réception en A. M., et dont la tension est transmise à la base par un condensateur de 5 pF.

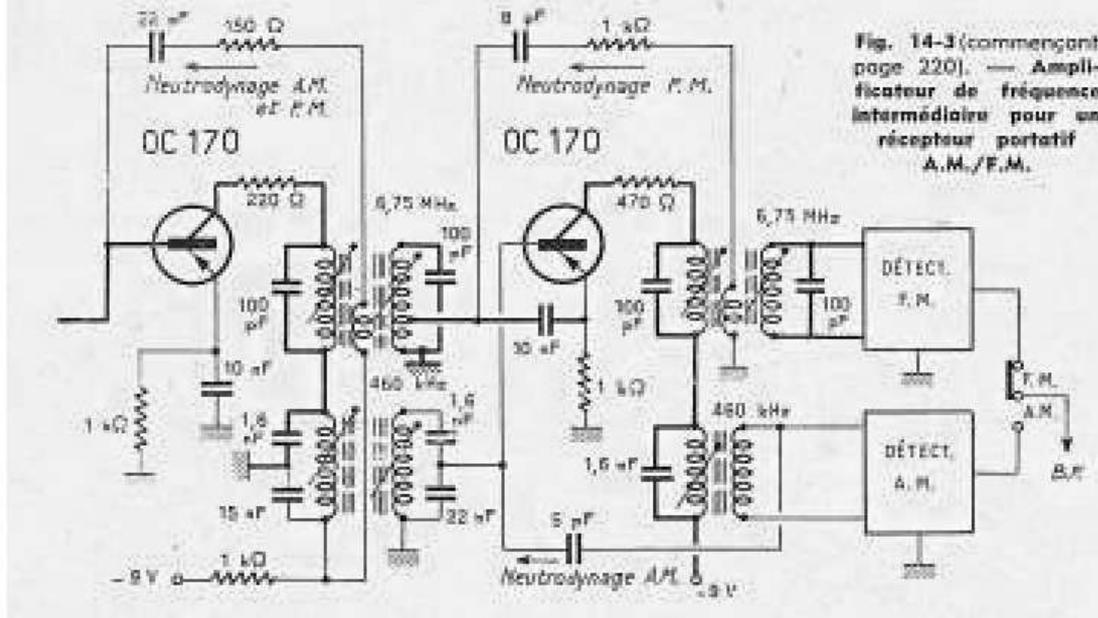


Fig. 14-3 (commençant page 220). — Amplificateur de fréquence intermédiaire pour un récepteur portatif A.M./F.M.

14-4. — Amplificateur F.I. à lampes A.M. et F.M.

Dans les récepteurs à lampes, le montage de l'amplificateur F.I. est simplifié à différents égards :

a) en A.M., un étage amplificateur composé d'une pentode et de deux filtres de bande est suffisant ;

b) les fortes impédances d'entrée et de sortie des lampes permettent de coupler directement des circuits F.I. de haute qualité ;

c) en V.H.F., deux étages donnent une amplification suffisante. L'élément hexode de l'étage changeur de fréquence A.M. est alors utilisé comme amplificateur F.I.

Le montage, établi d'après ces divers points de vue, dont le schéma est représenté par la figure 14-4 est, à peu de détails près, utilisé dans la plupart des récepteurs d'appartement. La pentode amplificatrice F.I. des gammes normales A.M. devient

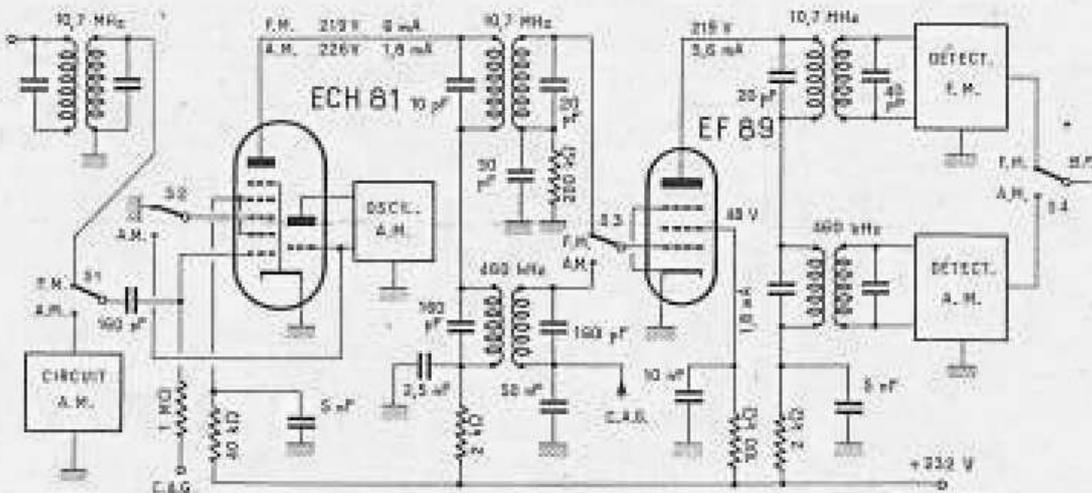


Fig. 14-4. — Amplificateur de fréquence intermédiaire combiné, dans un récepteur A.M./F.M., avec fréquences intermédiaires de 10,7 MHz et 460 kHz.

le second étage de l'amplificateur en V. H. F. Les circuits F. I. de 10,7 MHz et de 460 kHz sont connectés en série. Ces deux fréquences sont si écartées l'une de l'autre que les extrémités inférieures des circuits de 10,7 MHz sont pratiquement mises à la masse par les condensateurs des seconds. Inversement, les quelques spires des bobinages utilisés en F. M., restant en série également en A. M., présentent à la fréquence de 460 kHz une si faible résistance, qu'elles n'ont sur elle aucune influence appréciable.

La disposition des circuits est quelquefois intervertie pour éviter certains couplages capacitifs, et les circuits à 10,7 MHz sont alors du côté de la masse.

Dans l'amplificateur, il n'y a qu'un seul endroit où le filtre de bande, primaire ou secondaire, est commuté (par S 3) sur la F. I. utilisée. Dans certains cas, c'est le circuit non utilisé qui est court-circuité. Cela est indispensable lorsque le récepteur comporte une gamme O. C. dans laquelle l'oscillateur pourrait créer une forte tension perturbatrice s'il venait à être accordé sur 10,7 MHz. Cette commutation, toutefois, peut être négligée lorsque la gamme O. C. est limitée à la bande de 31 à 50 m, car l'oscillateur, ne pouvant alors produire de fréquences

supérieures à $9,7 + 0,46 = 10,16$ MHz, est suffisamment loin de la fréquence critique.

Pour les gammes A. M., la disposition est la suivante : circuit d'entrée ; changement de fréquence multiplicatif par triode-hexode ; tension d'oscillateur local appliquée à la troisième grille de l'hexode (par l'inverseur S 2). Le courant anodique de cette dernière est seulement de 1,8 mA, car l'intensité est abaissée par l'application sur la grille 3 d'une tension de polarisation négative créée par le courant d'oscillation. La grille de la lampe EF 89 amplificatrice F. I. est connectée par S 3 au circuit à 460 kHz ; enfin, la détection A. M. est couplée à l'anode par le filtre de bande.

En V. H. F., la grille de commande de l'hexode est, par l'inverseur S 1, reliée au premier filtre de bande F. I. de 10,7 MHz. La grille g_3 étant mise à la masse, le courant anodique s'élève maintenant à 6 mA, et l'hexode travaille avec sa pente maximale. Le contact S 3 commute la grille de l'EF 89 sur le filtre de bande F. I. de 10,7 MHz, et la détection F. M. est connectée à la liaison vers la B. F.

La très légère tendance à l'accrochage de la pentode F. I. peut être éliminée par le neutrodynage de la grille-écran, selon le schéma de la figure 10-9.

LA DETECTION

14-5. — Détection diode.

Le principe du redressement par diode a déjà été traité dans les paragraphes 5-18 à 5-27, et le récepteur à détectrice à réaction représenté dans la figure 11-2 en découle.

Dans les montages à transistors, on trouve aux bornes du circuit de la diode, non seulement la tension B. F., mais un courant continu qui est employé à la commande automatique de gain, dispositif qui fera l'objet du chapitre suivant. Pour obtenir une intensité suffisante, la valeur ohmique du circuit de diode doit être relativement faible. La figure 14-5 a donne un exemple des valeurs utilisées dans le montage.

Dans les récepteurs à lampes, la diode est combinée avec un autre élément, triode ou pentode, comme par exemple la EABC 80. Le circuit employé est représenté par la figure 14-5 b. Le filtre RC

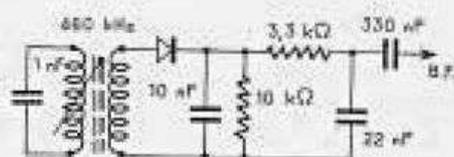


Fig. 14-5 a. — Utilisation d'une diode redresseuse au germanium.

élimine la composante alternative H. F. résiduelle, qui ne doit pas parvenir à l'amplificateur B. F., car l'étage de puissance aurait alors une forte tendance aux sifflements. Avec une résistance de 100 k Ω , associée à un condensateur de 50 pF, la fréquence de coupure de ce filtre est de :

$$f_c = \frac{159\,000}{100 \times 50} = 32 \text{ kHz}$$

ce qui lui permet de retenir sûrement toutes les fréquences H. F. et F. I.

Les diodes n'introduisent pratiquement pas de distorsion dans les tensions H. F. présentes dans les récepteurs.

14-6. — Couplage de la diode.

La diode charge assez fortement le dernier circuit oscillant de l'amplificateur F. I. C'est pourquoi il est généralement prévu à la sortie de cet amplificateur, dans les récepteurs à transistors, non pas un filtre de bande, mais un circuit unique comportant un enroulement de couplage (fig. 14-1 et 14-3).

Par contre, dans les appareils à lampes, la diode est presque toujours couplée au secondaire d'un filtre de bande.

La résistance équivalente d'un circuit de diode correspond à $R/2$ ou $R/3$ selon le montage utilisé (fig. 5-27). Ainsi, une diode montée avec une résistance de fuite $R = 200 \text{ k}\Omega$ se comporte comme une résistance de 67 à 100 k Ω , amortissant l'impédance du circuit, et diminuant l'amplification et la sélectivité.

Si la diode est connectée à une prise effectuée sur l'enroulement, la charge du circuit décroît, car la résistance en parallèle devient n^2 fois plus élevée (fig. 14-6). L'amplification croît alors tellement que la tension de la diode est plus forte que si son couplage au secondaire F. I. était total. Le point optimal pour la prise est situé à 0,7 du nombre total de spires, en partant de l'extrémité inférieure.

14-7. — Le détecteur F.M. le plus simple.

En modulation de fréquence, ce ne sont pas des variations d'amplitude H. F. qui doivent être transformées en B. F., mais des variations de fréquence. Le procédé le plus simple est la conversion sur l'un des flancs de la courbe de résonance.

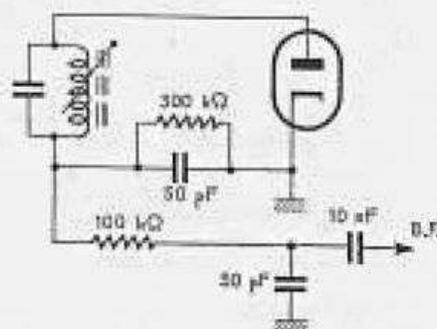


Fig. 14-5 b. — Utilisation d'une diode à vide pour le redressement.

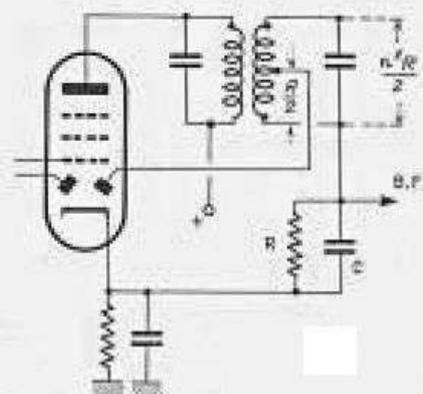


Fig. 14-6. — Circuit diode « à prise » pour réduire la charge.

LA DETECTION F.M.

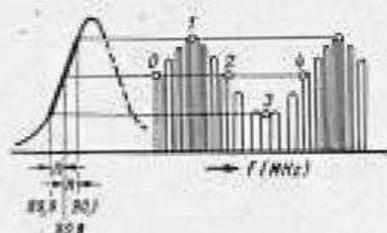


Fig. 14-7. — Transformation de la F.M. en A.M. sur les côtés de la courbe de résonance

Instant	MHz	Valeur de l'amplitude
0	90,0	Amplitude moyenne
1	90,1	Fréquence maximale, tension maximale.
2	90,0	Amplitude moyenne.
3	89,9	Fréquence minimale, tension minimale.
4	90,0	Amplitude moyenne.

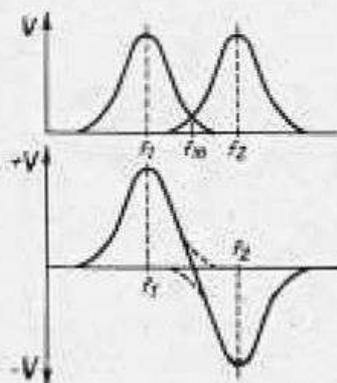


Fig. 14-8. — Redressement par utilisation de la courbe en S.

Si une oscillation modulée en fréquence est appliquée à un circuit quelque peu désaccordé, les fréquences voisines de la résonance engendrent dans le circuit des tensions plus élevées que les fréquences qui en sont éloignées, et cela même si, auparavant, leurs amplitudes étaient égales. Le tableau ci-contre, associé à la figure 14-7, montre comment est convertie l'oscillation modulée en fréquence de la figure 1-29.

Une oscillation modulée en amplitude prend naissance dans le circuit, et l'« enveloppe » de sa courbe correspond à celle de la basse fréquence originale de la figure 1-29. Il ne reste plus qu'à détecter cette oscillation à l'aide d'une diode. Le circuit de détection employé alors ne se différencie pas d'un détecteur A. M.

La conversion en modulation d'amplitude peut également avoir lieu sur l'autre flanc (le droit) de la courbe de résonance. Le réglage sur la partie non-rectiligne produit des variations d'amplitude plus faibles, et ne pouvant reproduire fidèlement les variations de fréquence. La réception est alors faible et déformée. Il existe deux positions donnant une reproduction correcte, entre lesquelles se situe une zone de distorsion.

Ce procédé, d'ailleurs, n'a joué qu'un rôle de transition très courte au début de la radiodiffusion en F.M., et n'est plus utilisé aujourd'hui. Son fonctionnement n'a donc été étudié que parce qu'il aide à comprendre celui de la détection en modulation de fréquence.

14-8. — Détection push-pull en F.M.

Le flanc d'une courbe de résonance n'est jamais une ligne parfaitement droite, c'est pourquoi des distorsions sont produites lorsque l'excursion de fréquence s'élève, c'est-à-dire aux fortes puissances sonores, car les fréquences éloignées tombent alors dans la partie horizontale du sommet de la courbe ou dans le coude inférieur.

L'amortissement du circuit, ou bien des circuits spéciaux, peuvent apporter une amélioration à ce défaut, mais sans jamais parvenir à mettre en pleine valeur toutes les possibilités de reproduction de la modulation de fréquence. Une amélioration

considérable est apportée par le montage push-pull, dont les deux circuits, légèrement désaccordés de part et d'autre de la fréquence moyenne f_m , donnent une caractéristique commune présentant une longue droite (fig. 14-8). Les distorsions s'annulent donc d'elles-mêmes, comme

dans un amplificateur push-pull. La forme de cette caractéristique lui a fait donner le nom de « courbe en S ».

Pour que l'excursion de fréquence soit reproduite sans distorsion par la B. F., la partie rectiligne doit correspondre au moins à la largeur de bande de l'émetteur.

14-9. — Montages de détecteurs push-pull.

La H. F. modulée en amplitude, obtenue par conversion des variations de fréquence, doit ensuite être redressée dans le circuit push-pull, c'est-à-dire par deux diodes séparées.

La tension B. F. est prise aux bornes des résistances des diodes. Mais le réglage des circuits est très difficile, car le primaire doit être accordé sur la fréquence moyenne f_m , tandis que les deux secondaires le sont respectivement sur les fréquences f_1 et f_2 (fig. 14-8), placée chacune à une distance exactement égale de la fréquence f_m .

C'est pourquoi le montage push-pull est, pratiquement, à peine employé en détection. Mais il forme une bonne introduction à l'étude du véritable détecteur F. M. presque universellement employé aujourd'hui.

Un autre montage transformant les différences de fréquence en tensions redressées positives et négatives travaille avec un seul circuit secondaire et deux diodes montées dans le même sens. Il fut utilisé parfois dans des récepteurs portatifs à lampes batterie, car il donne une tension plus élevée que le détecteur de rapport, qui va être traité dans le prochain paragraphe.

14-10. — Le détecteur de rapport ou discriminateur de phase.

Le rendement du détecteur de rapport est plus avantageux encore que celui du montage précédent.

Les deux circuits, dont le couplage réalisé par les deux bobinages L_1 et L_2 est lâche, sont accordés exactement sur la fréquence intermédiaire. D'autre part, l'enroulement L_3 est couplé serré avec le bobinage L_1 (fig. 14-10). Le courant H. F. engendré dans l'enroulement L_3 se partage sur les deux moitiés du bobinage L_2 . Il s'additionne, dans l'un des demi-bobi-

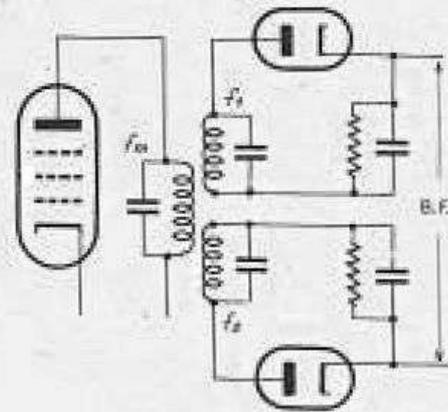


Fig. 14-9. — Disposition pratique d'un détecteur push-pull.

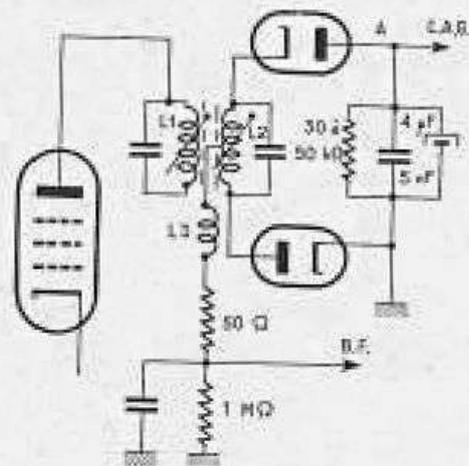


Fig. 14-10. — Circuit d'un détecteur de rapport.

nages, au courant propre du circuit oscillant, et s'en soustrait dans l'autre. Les deux diodes sont montées en opposition l'une par rapport à l'autre.

Lorsque la fréquence de la tension de F. I. varie, le circuit secondaire n'est plus en résonance, son impédance passe alors de la résistance à la réactance inductive pour les fréquences basses, et à la réactance capacitive pour les fréquences élevées. De ce fait, un déphasage se produit par rapport au courant circulant dans l'enroulement L_2 , dont le couplage serré avec le bobinage L_1 a conservé la phase initiale.

Ensuite se déroule une action analogue à celle étudiée dans le paragraphe 14-7 : lorsque la fréquence s'écarte du point central, des tensions redressées positives ou négatives prennent naissance, et leur somme apparaît aux bornes de la résistance de fuite des diodes.

Si l'émission n'est pas modulée, les deux tensions sont égales. Mais, dès que la modulation fait varier la fréquence, les diodes produisent des tensions de valeurs différentes, et la tension B. F. apparaît directement à la prise médiane du bobinage L_2 . Sa valeur dépend du rapport des deux tensions créées par les diodes. De là est venu le nom de détecteur de rapport.

14-11. — Détecteur de rapport pour récepteur à transistors.

Le détecteur de rapport permet de nombreuses variantes. Lorsqu'on utilise des diodes à cristal, on connecte, en série avec chacune d'elles, une résistance (10 k Ω , 3 k Ω), afin de diminuer la dispersion de leurs résistances internes, et aussi de

En outre, une tension continue négative, permettant la commande automatique du gain, est disponible au point A.

L'efficacité de ce montage dépend surtout de la qualité de la construction, ainsi que de l'accord des bobinages, dont l'ensemble doit donner une courbe en S comportant une ligne droite parfaitement symétrique.

Pour contrôler la forme de cette courbe, on connecte en parallèle sur le condensateur de 4 μ F deux résistances de 200 k Ω en série. Puis, un microampèremètre, dont le point zéro est au centre de l'échelle, est relié au point commun des deux résistances et à la sortie B. F. Un générateur de mesure, accordé sur la fréquence intermédiaire, attaque l'entrée de l'amplificateur F. I., et l'aiguille du microampèremètre accomplit des oscillations correspondant à la courbe en S de la figure 14-8.

Les instructions de réglages des notices industrielles donnent des directives exactes pour la mise au point des détecteurs de rapport, auxquels on donne aussi, parfois, le nom de *discriminateurs de phase*.

On emploie pour cet usage des doubles diodes à cathodes séparées (EAA 91, double diode-triode EABC 80), ou des diodes au germanium ayant des caractéristiques identiques.

parfaire la symétrie des deux branches du montage (fig. 14-11).

La partie supérieure du bobinage primaire L_1 sert d'enroulement additionnel L_3 , et en même temps d'enroulement de neutrodynage du transistor OC 170 pré-

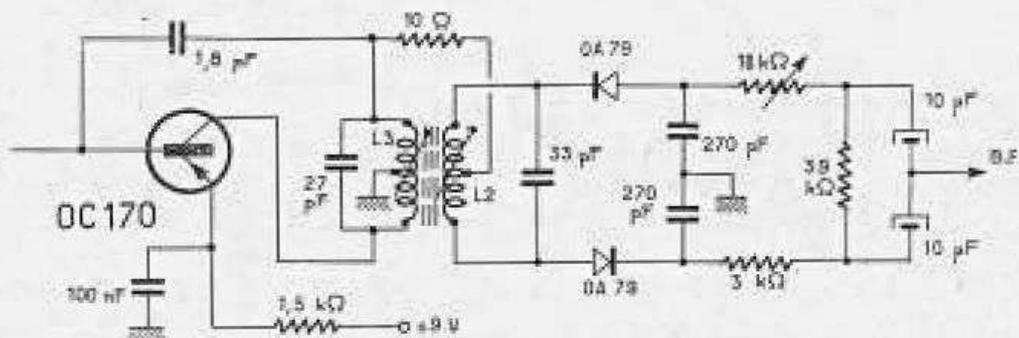


Fig. 14-11. — Détecteur de rapport, avec étage pré-amplificateur à transistor et diodes au germanium.

cèdent. La tension B. F. est prise, ici, sur le circuit même de détection.

Le détecteur de rapport possède, en plus de son action de *démodulateur* de fréquence, une autre importante propriété, celle de réduire fortement les pointes de modulation d'amplitude parasites. Lors des variations d'amplitude

rapides de la porteuse, les tensions unidirectionnelles correspondantes apparaissant aux bornes des condensateurs électrolytiques ne peuvent pas suivre aussi vite. Il en résulte des courants d'équilibre qui amortissent le circuit F. I. en ce sens que les variations d'amplitude sont aplanies.

AUTRES DETECTEURS A.M. ET F.M.

Dans la production industrielle de récepteurs de radiodiffusion, on emploie aujourd'hui presque exclusivement la détection diode normale en A. M., et le détecteur de rapport en F. M.

Cependant, les techniciens radio et les amateurs doivent aussi connaître les montages anciens et, notamment, ceux employés dans les récepteurs à amplification directe.

14-12. — La détection grille.

La détection est obtenue en connectant la grille d'une lampe, comme on le ferait de l'anode d'une diode, d'après les circuits de principe des figures 5-18 et 5-19.

Sur la grille apparaissent alors la tension continue négative moyenne, et la tension B. F. Celle-ci, amplifiée par la lampe, peut être prise aux bornes de la résistance de charge d'anode. Lorsque la grille devient plus négative, le courant de diode, c'est-à-dire ici de l'espace cathode-grille, et celui d'anode diminuent. Le point de fonctionnement se déplaçant en direction du coude inférieur de la courbe, il apparaît alors un redressement par l'anode à effet contraire (voir paragraphe suivant), ainsi que des distorsions.

La détection grille n'admet en effet, sans distorsion, que des tensions H. F. ne dépassant guère 1,5 V. Cependant, aux très faibles tensions, elle est plus sensible que la détection diode.

14-13. — La détection plaque.

Dans ce montage, la tension négative de polarisation de grille est si élevée, que le point de fonctionnement A (fig. 14-13) est situé dans le coude inférieur de la caractéristique, et qu'au repos ne circule qu'un faible courant d'anode I_0 .

Lorsqu'une tension H. F. est appliquée à la grille, les alternances positives provoquent, par amplification, des pointes supplémentaires de courant ayant toujours le même sens, d'où le nom de *détection plaque*, ou anodique. Le courant anodique

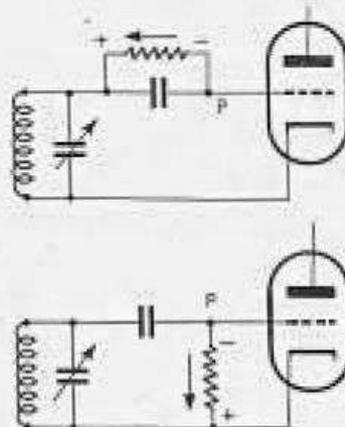


Fig. 14-12. — Fonctionnement de la grille d'une détectrice à réaction, comme anode d'une diode.

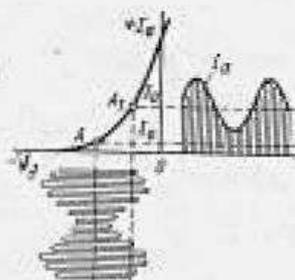


Fig. 14-13. — Abaissement du point de fonctionnement et courant de commande d'un détecteur anodique.

dernier cas, la réaction augmente à tel point la tension d'oscillation, que, sous l'action du redressement, la grille devient très fortement négative. Il n'y a alors plus aucun courant anodique, et les oscillations s'arrêtent. Mais, de ce fait, la tension négative de polarisation de grille s'abaisse, et reprend sa valeur normale, le courant anodique se rétablit, et... le cycle recommence.

La lampe, oscillant et se bloquant alternativement, fonctionne alors selon le principe de l'*oscillateur autobloqué* (en anglais : *blocking oscillator*). La fréquence de l'oscillation auxiliaire, interrompant les oscillations incidentes, est d'environ 100 kHz.

Grâce à sa réaction poussée jusqu'au maximum, la sensibilité de ce montage est très grande. Il convient également à la

démodulation A. M. et F. M., et peut être adapté à la détection sur le flanc de la courbe de résonance.

Afin d'éviter le rayonnement de l'oscillation locale dans les circuits d'antenne, dont l'accord sur le centre de la bande V. H. F. est fixe, l'élément pentode de la lampe (fig. 14-15) est monté en amplificateur H. F., la triode détectrice à super-réaction en oscillateur à trois prises analogue à celui représenté par la figure 9-20.

La superréaction donne une solution intermédiaire, et bon marché, à la réception des V. H. F., mais ne met pas en pleine valeur les avantages de la F. M. Aujourd'hui, d'ailleurs, ce montage n'est plus guère employé que dans les récepteurs de télécommande de modèles réduits, dans lesquels sa sensibilité et son bas prix de revient sont intéressants.

14-16. — Le circuit reflex.

Dans une lampe, ou dans un transistor, il est possible d'amplifier ensemble deux bandes de fréquences différentes, sans influence de l'une sur l'autre. Cette propriété a été exploitée dans maints types de récepteurs, dans lesquels, par économie, une seule lampe réalisait, soit l'amplification simultanée de la H. F. et de la B. F., soit l'amplification de la V. H. F. et de la F. I.

Dans le premier cas, la tension H. F. amplifiée est détectée à sa sortie, et la tension B. F. correspondante est reportée à la grille de commande pour être amplifiée une seconde fois. Contrairement à la réaction, ce n'est pas la H. F. elle-même qui est retournée à la grille, mais la tension B. F. qui en résulte.

En cas d'emploi d'une lampe, ou d'un transistor, en amplificateur commun aux V. H. F. et à la F. I., il n'y a pas détection durant les deux amplifications, mais une transposition de fréquences se produit dans l'étage modulateur. Les deux fréquences doivent être séparées par des circuits accordés placés avant et après la lampe. Un montage reflex ne doit travailler que dans la partie droite de la caractéristique, sans quoi les modulations des deux fréquences s'annulent en partie (contre-modulation) et l'amplification décroît au lieu d'augmenter.

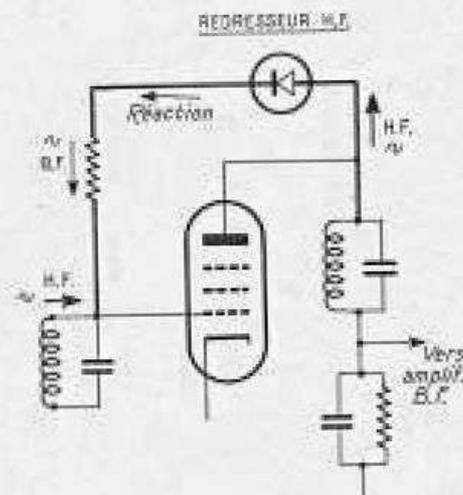


Fig. 14-16. — Amplification simultanée de la haute et de la basse fréquence dans un seul tube.

La commande automatique de gain (C. A. G.)

GENERALITES



Fig. 15-1. — Egalisation des tensions irrégulières à l'entrée du récepteur au moyen de la commande automatique de gain (C.A.G.). A gauche, la tension d'entrée ; à droite, la tension de sortie.

15-1. — But de la C.A.G.

Les tensions H. F. des émissions induites dans les antennes de réception sont de valeurs très différentes. Elles varient selon la puissance de l'émetteur, son éloignement du récepteur, et aussi selon les conditions de propagation atmosphérique (fading).

C'est pourquoi, dans les récepteurs simples, la puissance de l'audition varie si fortement, et doit être souvent modifiée, parfois pour chaque émetteur, particulièrement à grande distance.

Les récepteurs de bonne qualité égalisent ces différences d'eux-mêmes, grâce à une commande automatique de gain (C. A. G.). Ainsi, malgré les fluctuations de la tension d'entrée, la puissance de sortie demeure égale (fig. 15-1).

Mais la puissance du récepteur doit permettre l'audition correcte des émetteurs les plus faibles, l'amplification étant réduite pour les tensions d'entrée élevées.

15-2. — Principe de la C.A.G.

La commande automatique de gain doit être effectuée à l'aide d'une tension proportionnelle à celle de la H. F. Elle est donc obtenue par détection, au moyen d'une diode, de la tension amplifiée H. F. ou F. I.

Dans un montage à lampes, le point P (fig. 15-2) est rendu négatif par rapport à la masse. Une tension continue, proportionnelle à l'amplitude H. F. apparaît aux bornes d'une résistance de charge, et constitue la tension de commande de polarisation transmise aux grilles des lampes à pente variable.

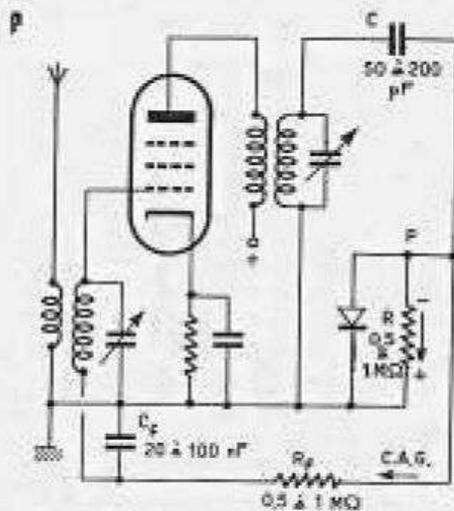


Fig. 15-2. — Principe de la C.A.G. dans un tube d'entrée.

Un filtre RC ($R_1 - C_1$) à fréquence de coupure très basse, en élimine toute trace de modulation B. F., de façon à n'appliquer aux grilles commandées que la tension continue pure. Lorsque la tension H. F. croît, la polarisation négative croît égale-

ment, et, en conséquence, l'amplification de la lampe à pente variable diminue (fig. 7-20). La puissance de sortie augmente dans une proportion bien moindre que la tension H. F.

LA C.A.G. DANS LES RECEPTEURS A TRANSISTORS

15-3. — Commande par le courant de base.

La commande de l'amplification d'un transistor $p-n-p$ est obtenue en diminuant le courant de collecteur par réduction du courant de base. Pour cela, il faut abaisser la tension existant entre émetteur et base, zone qui, d'après la figure 6-3, représente une diode dans le sens de conduction, et dans laquelle, par conséquent, l'intensité du courant diminue lorsque la tension est réduite. Il est alors évident que le courant parvenant au collecteur est également diminué.

Dans le circuit de C. A. G. très simple de l'amplificateur F. I. représenté dans la figure 15-3, la base du premier transistor reçoit, par le circuit de commande, une tension de $-0,5$ V par rapport au potentiel de référence. La tension entre base et émetteur est donc égale à $0,5$ V $- 0,3$ V $= 0,2$ V entre émetteur et base. Le point de fonctionnement est fixé à l'aide de la résistance ajustable R_1 .

La diode détectrice est connectée de façon que, lors de la réception d'une émission, le point P devienne positif par

rapport au potentiel de référence (fig. 5-19 a). De ce fait, le potentiel de la base, reliée au point P par la résistance R_2 , devient moins négatif, et se rapproche de celui de l'émetteur : les courants d'émetteur et de collecteur diminuent, l'amplification également, et cela d'autant plus que la tension F. I. s'élève.

Le deuxième transistor, précédant directement la diode, ne peut être soumis à la C. A. G. sans risque d'être saturé. Le filtre RC joue le même rôle que celui de la figure précédente.

Cependant, la zone base-émetteur d'un transistor étant conductrice, un courant de commande circule à travers la résistance R_2 , entre le point P, la base, et l'émetteur. C'est pourquoi la résistance R_1 ($= R_2$) doit être beaucoup plus faible que R_1 de la figure 15-2, laquelle n'avait à transmettre qu'une tension. Par contre pour obtenir la même fréquence de coupure, nécessaire au filtrage de la composante B. F., la valeur de C_1 doit être beaucoup plus élevée (ici $10 \mu\text{F}$).

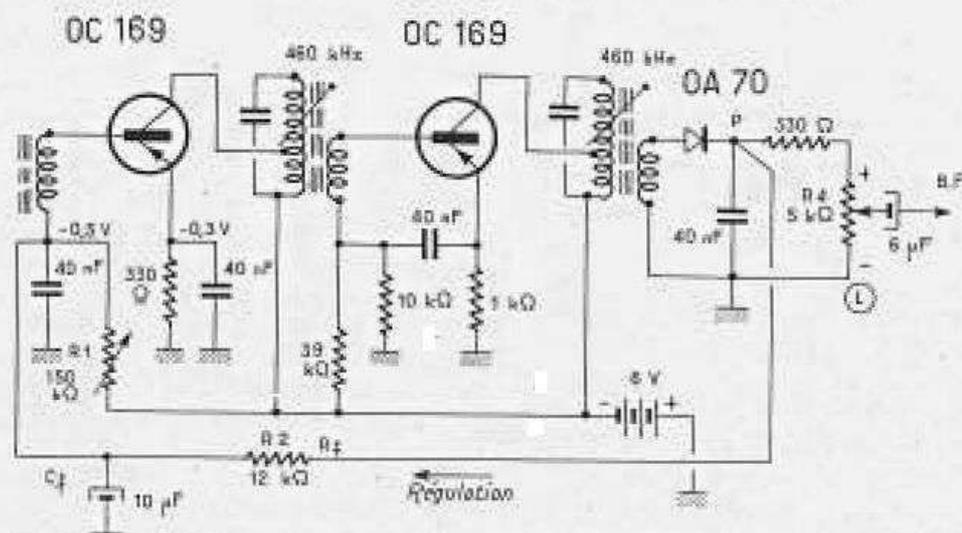


Fig. 15-3. — Régulation du premier étage à transistor à partir du circuit de la diode.

15-5. — C.A.G. amplifiée.

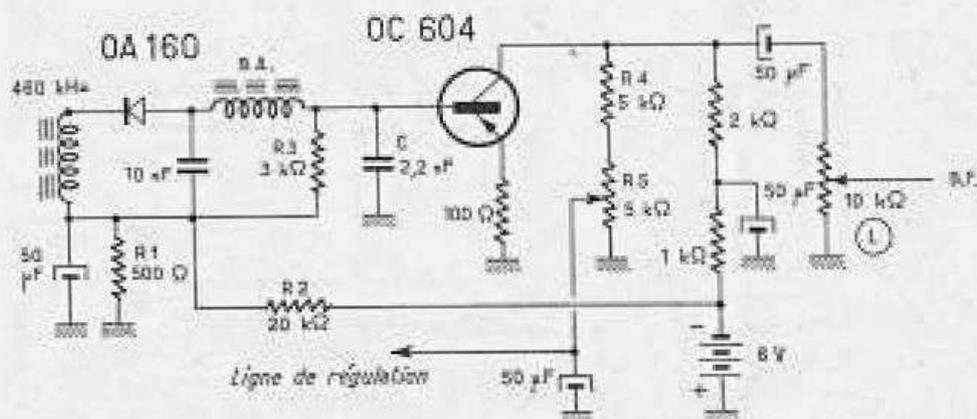


Fig. 15-5. — Amplification de la tension de régulation.

Dans les récepteurs superhétérodynes de voiture et pour V. H. F., où les variations de la tension d'entrée sont importantes, le courant disponible à la sortie de la diode suffit à peine à assurer une régulation correcte.

Les moyens mis en œuvre pour augmenter l'action de la C. A. G. sont très divers. Dans ce domaine d'ailleurs, il existe encore actuellement un vaste champ de recherches. Une seule solution, empruntée à *Telefunken*, sera traitée dans ce paragraphe.

Dans ce montage, la diode est connectée en sens inverse de celle du circuit précédent, et elle est couplée directement à la base du premier transistor B. F. à travers la bobine d'arrêt B. A. Celle-ci forme avec

15-6. — C.A.G. retardée.

Lorsque l'action de la C. A. G. sur les transistors commandés est immédiate et totale, elle diminue encore la puissance de l'audition, déjà faible, des émetteurs lointains.

Pour éviter cet inconvénient, le fonctionnement de la C. A. G. est retardé. Son action ne commence que lorsque le signal d'entrée dépasse une tension minimale déterminée (*tension de retard* ou *de seuil*), dont la valeur est fixée par réglage du potentiel de la diode OA 160, connectée en série dans le canal de commande (fig. 15-6).

La tension de base du transistor est, comme d'habitude, fixée par le diviseur de

le condensateur C un filtre passe-bas chargé d'éliminer la tension de fréquence intermédiaire résiduelle, qui ne doit absolument pas parvenir aux transistors amplificateurs B. F.

Lorsque la tension redressée fournie par la diode augmente, le courant de collecteur du transistor B. F. s'accroît également, entraînant une chute de tension plus forte aux bornes des résistances R_4 et R_5 . Une partie de cette tension, désormais moins négative, est prise sur la résistance ajustable R_6 , et transmise au transistor commandé.

Cette amplification de la composante continue améliore l'action de la C. A. G. Les résistances R_1 et R_2 constituent le diviseur de tension de base, et R_3 est la résistance de charge de la diode.

tension constitué par les résistances R_1 et R_2 , mais de façon que, pour une valeur donnée du signal d'entrée du récepteur, la tension au point A soit à un potentiel un peu plus positif que celui du point B. La diode, dont la cathode est alors plus positive que l'anode, est donc bloquée, et aucune tension de C. A. G. ne parvient au transistor OC 612.

Ce n'est que lorsque le signal d'entrée a porté la C. A. G. à une tension assez élevée pour rendre l'anode positive par rapport à la cathode, que la diode se débloque et que l'action de la C. A. G. commence. En même temps, un effet identique à celui décrit dans le para-

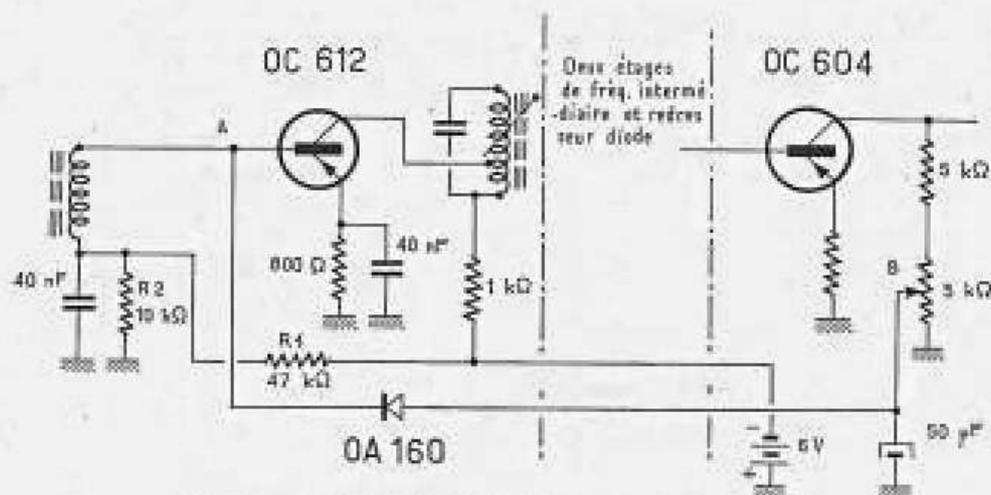


Fig. 15-6. — Régulation retardée par une diode OA 160.

graphe 15-4 est produit : dès que le courant circule dans la diode, le circuit de base reçoit une charge supplémentaire, sa

courbe de résonance s'aplatit, tandis que la bande passante s'élargit.

15-7. — C.A.G. retardée.

Dans les récepteurs à lampes d'une certaine importance, à C. A. G. retardée, c'est-à-dire n'entrant en action qu'à partir d'un seuil déterminé, on emploie à cet effet, à côté de la diode servant exclusivement à la détection de la B. F., appelée alors *diode de signal*, une seconde diode dite de C. A. G.

Afin que la réception des émetteurs faibles ne soit pas davantage réduite par la commande automatique, on applique à la diode de C. A. G. une tension négative de retard — U_n de quelques volts. Son point de fonctionnement se trouvant déporté vers la gauche de la caractéristique, les faibles tensions, par exemple de la valeur des oscillations A de la figure 15-7, ne produisent aucun courant dans la diode. Il n'y a donc pas de tension de C. A. G. transmise, et le récepteur fonctionne au maximum d'amplification.

Mais lorsque la tension H. F. s'élève, dépasse la valeur du seuil, et atteint par exemple l'amplitude des oscillations représentées en B, un courant s'établit dans la diode, et la C. A. G. entre en action.

15-8. — Montage à diodes séparées.

La diode de C. A. G. est connectée en parallèle sur l'avant-dernier circuit F. I., sa cathode, reliée à la résistance catho-

LA C.A.G. DANS LES MONTAGES A TUBES

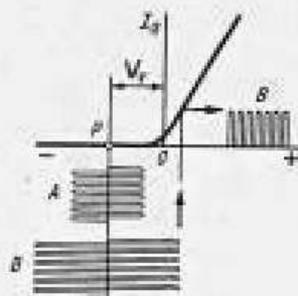


Fig. 15-7. — La tension de régulation n'apparaît que pour les amplitudes B.

dique de la lampe amplificatrice F. I. (ou à toute autre lampe montée avec une résistance de cathode), est portée à un

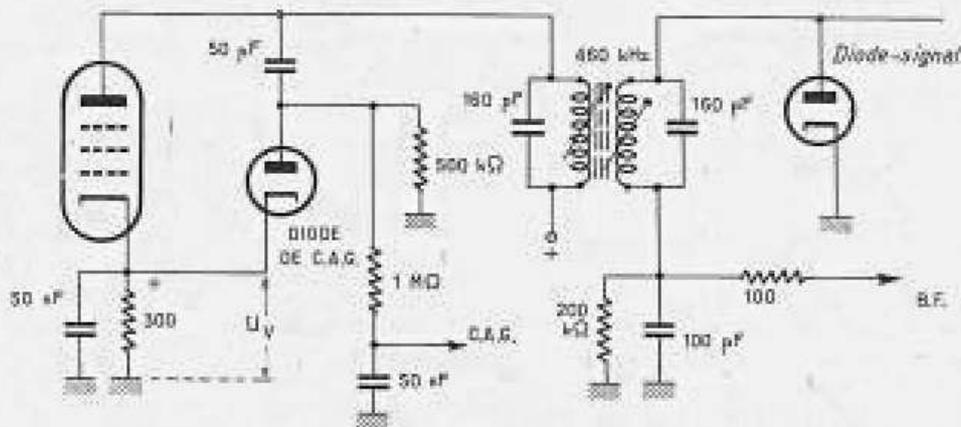


Fig. 15-8. — Circuit d'un récepteur à tubes, avec diode de régulation et diode détectrice.

potentiel positif de 2 à 3 V par rapport à l'anode. La diode ne devient donc conductrice, et par conséquent ne fournit de tension de C. A. G., que lorsque les pointes de tension aux bornes du circuit oscillant F. I. dépassent cette valeur de 2 à 3 V.

Mais en même temps, du fait du courant prélevé pour le redressement, le circuit est fortement amorti. Cela est une cause

de distorsion de la fréquence intermédiaire lorsque la tension de celle-ci oscille autour de la valeur de la tension de retard. C'est d'ailleurs pour compenser ce défaut que la diode est connectée à l'avant-dernier circuit F. I., les fluctuations de l'amortissement étant ainsi en partie équilibrées jusqu'au dernier circuit par la diode détectrice de signal.

15-9. — Montage à diode commune à la détection et à la C.A.G.

Un montage plus économique est obtenu en prélevant sur la même diode la

tension B. F. et celle de C. A. G.

En effet, il apparaît toujours au point P

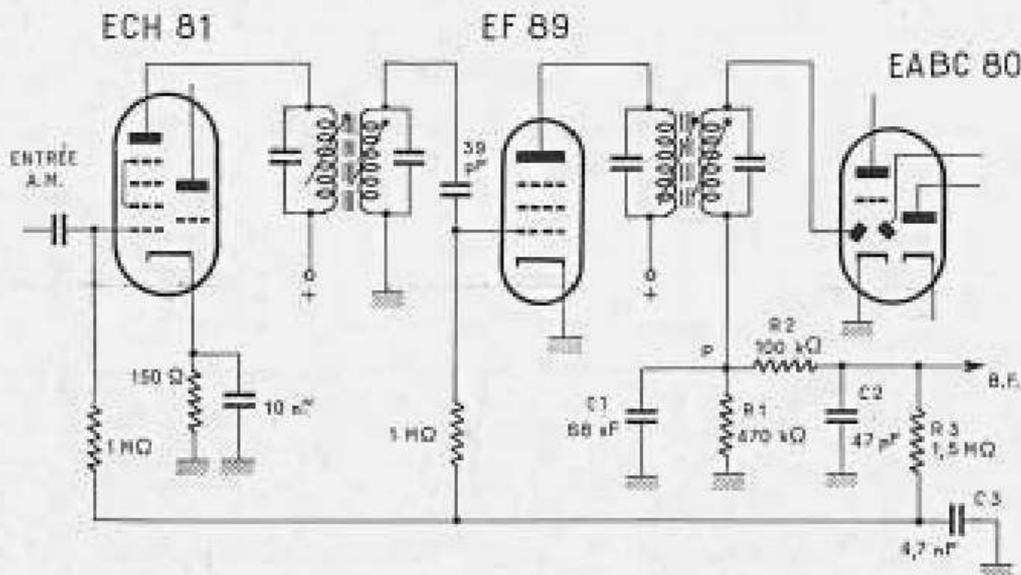


Fig. 15-9. — Régulation de l'étage mélangeur et de l'étage de fréquence intermédiaire.

de la figure 15-9, à la fois un courant continu de valeur moyenne et la tension B.F. Le filtre passe-bas $R_2 - C_2$ élimine tout d'abord la tension résiduelle de fréquence intermédiaire, puis la tension B. F. ainsi filtrée est transmise à l'amplificateur de sortie, tandis que la composante continue, filtrée à son tour par R_3 et C_3 , est utilisée comme tension de C. A. G. Ce montage, toutefois, ne peut comporter de tension de retard, car, lors de l'accord sur des

émissions faibles, ce retard agirait également pour la B. F., faisant disparaître toute audition.

Les diodes à chauffage indirect donnent naissance, aux bornes de la résistance de fuite R_1 , à une tension continue de 0,5 à 1 V (tension initiale), qui sert de polarisation de grille à l'EF 89, amplificatrice F.I., dont la cathode peut être mise à la masse.

Ce circuit est simple et économique, car la diode fait partie du tube EABC 80.

15-10. — Valeurs des composants des filtres.

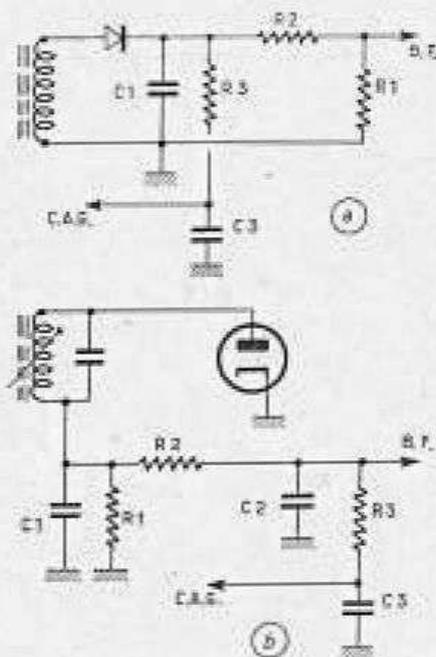


Fig. 15-10. — Pour mesurer les valeurs des différents composants.

Le rôle des différents filtres connectés dans les circuits de diode et de C. A. G. a déjà été souligné dans les paragraphes précédents. Leur calcul montre de très grandes différences entre les valeurs employées avec les lampes et celles employées avec les transistors. Le circuit $C_1 - R_1$ est chargé de réduire les ondulations résiduelles de la F. I. La résistance R_2 , en liaison avec le condensateur C_2 , améliore le filtrage. Enfin, le filtre $R_3 - C_3$, connecté dans la ligne de C. A. G., dérive de celle-ci les tensions B. F. entre 2 et 10 Hz, afin d'éviter des variations de l'amplification à la cadence de la B. F.

Par contre, les tensions de fréquences inférieures à 2 Hz doivent être transmises à la C. A. G., leur influence pouvant combattre les oscillations parasites de cette durée.

Le tableau ci-dessous donne les valeurs usuelles.

La résistance R_3 doit être placée aussi près que possible du circuit de diode pour ne pas promener inutilement la tension B. F. et risquer ainsi de provoquer des accrochages indésirables. Le condensateur C_2 est connecté directement à l'extrémité froide du circuit de grille — ou de base — afin d'offrir aux tensions résiduelles H. F. ou F. I. le plus court chemin vers la masse.

	Montages à lampes	Montages à transistors
R_1	de 100 à 300 k Ω	de 5 à 10 k Ω
R_2	de 50 à 100 k Ω	de 0 à 500 Ω
R_3	de 1 à 2 M Ω	de 10 à 20 k Ω
C_1	de 50 à 100 pF	de 20 à 50 nF.
C_2	de 50 à 200 pF	—
C_3	de 20 nF à 0,1 μ F	de 5 à 10 μ F.

15-11. — Mesure de la tension de C.A.G.

Pour contrôler le fonctionnement de la C. A. G., on applique à l'entrée du récepteur la tension H. F. modulée d'un générateur de mesure. La tension produite ne peut être mesurée, entre la résistance de filtrage et le potentiel de référence (fig. 15-11), qu'à l'aide d'un voltmètre électronique pour tension continue possédant une résistance d'entrée de haute valeur ohmique (10 à 20 M Ω).

Toutefois, si l'on ne dispose pas de cet appareil de mesure, on peut mesurer indirectement la tension de C. A. G. avec un milliampèremètre connecté en série dans le circuit d'anode de la lampe (ou dans le circuit de collecteur du transistor), mais toujours dans une partie non parcourue par la H. F. Lorsque la tension d'entrée s'élève, le courant d'anode décroît (il en est de même du courant de collecteur), sous l'action de la tension créée dans la ligne de C. A. G.

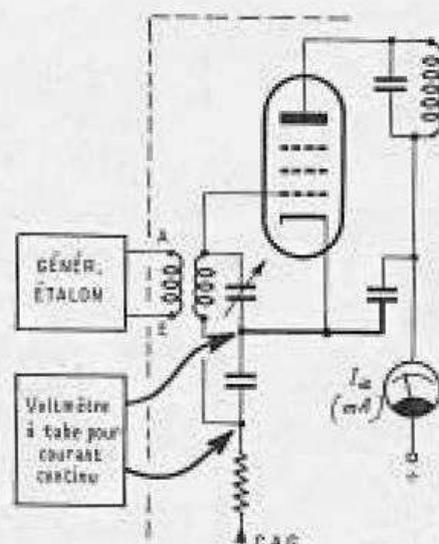


Fig. 15-11. — Relevé indirect du fonctionnement de la régulation automatique par insertion d'un milliampèremètre dans le circuit anodique; relevé direct au moyen d'un voltmètre à tube pour courant continu.

15-12. — Ronflement de modulation et de transmodulation.

Les caractéristiques des lampes, de même que celles des transistors, ne sont jamais entièrement représentées par des lignes droites. Dans les lampes à pente variable, elles sont même courbées sur toute leur longueur.

Aussi, lorsqu'une tension de ronflement à la fréquence du secteur, ou bien une émission modulée parasite, parvient à la grille d'une lampe H. F., ou à un transistor d'entrée, en même temps que la tension de l'émetteur choisi, celle-ci est surmodulée par la fréquence perturbatrice (fig. 15-12).

La modulation parasite, semble venir de l'émetteur utile lui-même, et rien ne peut réduire son action dans les étages suivants. On donne au premier cas le nom de *ronflement de modulation*, et au second celui de *transmodulation*.

Remèdes. — Filtrage et blindage de l'alimentation; éloignement des connexions de chauffage de celles de la grille; circuit d'entrée plus sélectif, notamment adjonction de circuits bouchons à la fréquence des émetteurs perturbateurs puissants; et surtout une C. A. G. très

REGULATION DES ETAGES D'ENTREE

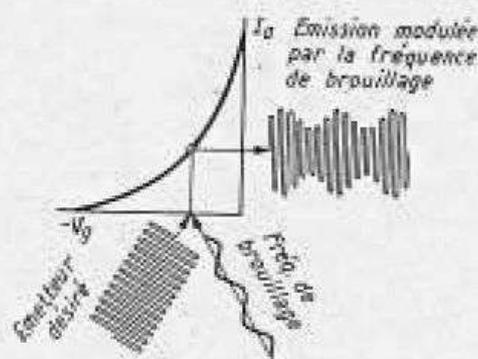


Fig. 15-12. — Modulation parasite par courbure de la caractéristique.

efficace sur l'étage d'entrée. Ainsi, l'amplification, fortement réduite, a lieu seulement sur une courte partie rectiligne de la caractéristique, ce qui diminue, ou même supprime toute tendance à la transmodulation.

C'est pourquoi, d'ailleurs, l'hexode changeuse de fréquence, qui constitue

généralement l'étage d'entrée des récepteurs A. M. à lampes, est soumise à la C. A. G. Dans les appareils à transistors, seul un étage préamplificateur H. F.

peut être commandé, puisque le changement de fréquence additif ne le permet pas.

15-13. — Limiteur d'amplitude en F.M.

Les perturbations troublant les émissions de radiodiffusion apparaissent généralement sous forme de variations d'amplitude. En modulation de fréquence, l'amplitude de l'émetteur demeure égale; cependant, en chemin, ou sur le lieu de réception, des décharges atmosphériques et autres sources de parasites, telles les moteurs électriques, l'allumage des poids lourds, etc., peuvent produire des pointes de modulation parasite de l'amplitude des oscillations.

On emploie donc, dans les récepteurs F. M., des circuits *limiteurs d'amplitude* qui rabotent les pointes de modulation parasite. Ainsi, non seulement les perturbations sont supprimées, mais aussi, le détecteur F. M. produisant dès lors une amplitude uniforme, une régulation automatique de l'amplification est réalisée. Les distorsions créées par l'écrêtage des sommets des oscillations ne sont pas à craindre, car les circuits F. I. ne livrent passage qu'à la fréquence fondamentale. La modulation de fréquence, elle-même, n'est pas modifiée par le limiteur.

Le détecteur de rapport possède une action de limiteur très efficace, et c'est cette propriété qui le fait adopter dans un grand nombre de récepteurs F. M.

15-14. — Limiteur à pentode.

Dans les récepteurs à lampes, c'est généralement le dernier étage de l'amplificateur F. I. qui assume, en plus, la fonction de limiteur.

Pour cela, la tension d'écran de cette lampe doit être plus faible qu'en réception A. M.; elle est donc abaissée par un diviseur de tension, connecté par le commutateur S (fig. 15-14). En plus, on introduit un filtre RC dans le circuit de grille.

Du fait de cette faible valeur de sa tension d'écran, la lampe est déjà saturée par une tension alternative faible de grille, et, par conséquent, les pointes positives et négatives supérieures à cette moyenne sont coupées (fig. 8-4).

Le courant de grille qui apparaît alors,

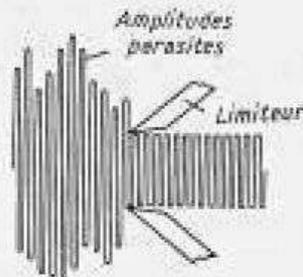


Fig. 15-13. — Représentation schématique de l'action d'un limiteur d'amplitude.

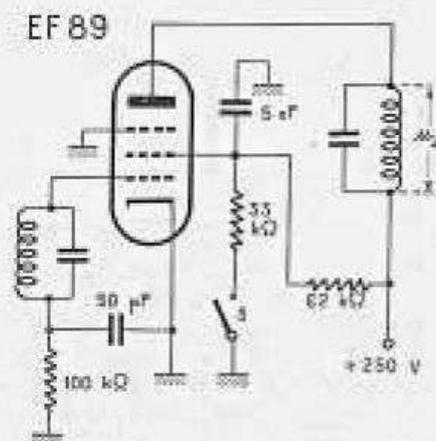


Fig. 15-14. — Tube amplificateur de fréquence intermédiaire avec limiteur. (Le limiteur est mis en service au moyen de l'interrupteur « S »).

crée aux bornes du filtre R C une chute de tension qui, lors des amplitudes élevées, porte le point de fonctionnement vers des valeurs plus négatives, réduisant l'amplification. La fréquence de coupure de ce filtre est choisie de façon à permettre à la tension de suivre les impulsions perturbatrices les plus rapides, et d'imprimer à l'amplification les variations correspondantes.

Mais tous les limiteurs nécessitent une tension d'entrée minimale. Ce n'est qu'à partir de cette tension (1 V pour le schéma de la figure 15-14) que leur action commence, la tension de sortie restant pratiquement inchangée. Une forte préamplification est donc indispensable pour que le limiteur agisse sur les signaux faibles.

15-15. — C.A.G. par la grille supprimeuse.

On peut, dans les appareils à lampes, renforcer l'action du limiteur en appliquant à la grille supprimeuse de la dernière amplificatrice F. I. une tension de régulation issue du démodulateur F. M. Elle peut également, d'ailleurs, être reliée à la ligne de C. A. G. Il est possible aussi d'en retarder le fonctionnement, afin que les signaux faibles ne soient pas soumis à l'action du limiteur. Ainsi, dans la figure 15-15, la grille supprimeuse est portée à un léger potentiel positif par le diviseur de tension constitué par les résistances de 50 k Ω et de 20 k Ω et celle de 6,8 M Ω en série. Comme dans la C. A. G. retardée employée en réception A. M., le limiteur n'entrera en action que lorsque la tension de régulation sera plus élevée que la polarisation positive.

15-16. — Etage préamplificateur pour V.H.F. à C.A.G.

Les émetteurs locaux F. M. puissants créent les mêmes difficultés de réception que les émetteurs A. M., les tensions d'entrée trop élevées saturant les étages suivants. C'est pourquoi il est également utile de diminuer l'amplification des étages préamplificateurs V. H. F. pour la réception de ces émetteurs.

Toutefois, la modulation de fréquence ayant l'avantage de permettre de négliger les distorsions d'amplitude, il n'est pas indispensable d'employer une lampe à

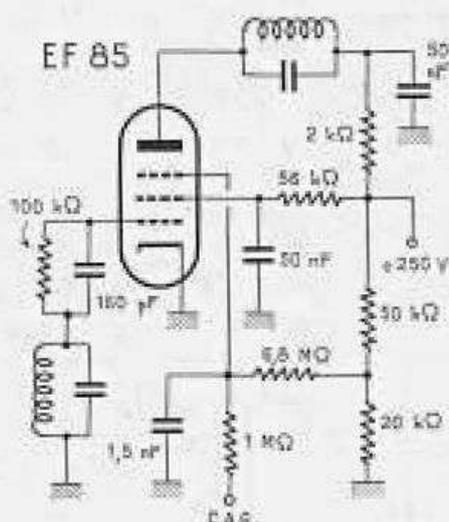


Fig. 15-15. — Renforcement de l'action du limiteur, par application d'une tension de régulation sur la grille supprimeuse.

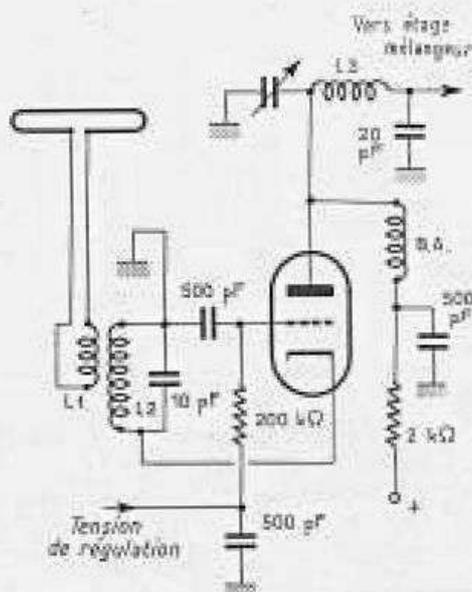


Fig. 15-16. — Acheminement de la tension de régulation dans un étage avec grille à la masse.

pente variable, et la tension de C. A. G. peut très bien être transmise à une simple triode.

Dans les montages à grille commune, celle-ci doit être mise à la masse par un condensateur.

15-17. — Limiteur à transistor.

Dans les récepteurs à transistors, la limitation est également produite dans le dernier étage F. I., où la saturation du transistor entraîne l'écrêtage des pointes d'amplitude.

Mais pour des tensions alternatives de collecteur élevées, comme pour des tensions continues fortes, la capacité interne du transistor diminue. Cette capacité participant à l'accord du circuit oscillant, sa variation provoque un désaccord, et il en résulte une diminution de l'amplification.

Aussi, dans les récepteurs à transistors comportant la bande des V. H. F., une résistance (fig. 15-17) est connectée en série dans le circuit de collecteur du dernier étage F. I. Cette résistance diminue l'effet de la variation de la capacité C_{bc} du collecteur sur le circuit, mais d'autre part

Le schéma de la figure 15-16 comporte un détail remarquable : le circuit oscillant d'anode est, en effet, un circuit en π , réalisé sous cette forme afin de mieux y inclure les capacités d'entrée et de sortie des lampes.

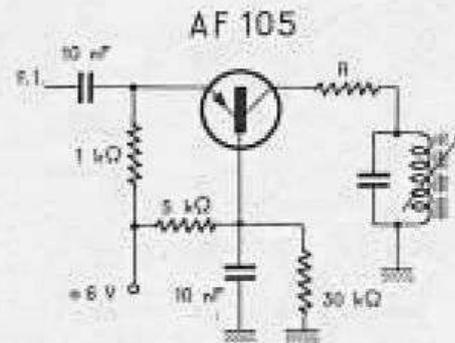


Fig. 15-17. — Étage F. I. à transistor avec circuit limiteur et résistance R de stabilisation.

elle crée une perte de tension de fréquence intermédiaire. Sa valeur, qui ne doit donc pas être trop élevée, est habituellement de 200 Ω à 1 k Ω .

15-18. — Courbe de régulation.

L'efficacité de la C. A. G. se juge à la forme de sa courbe, ou *courbe de régulation*. Le relevé s'effectue en augmentant par paliers réguliers, et dans les mêmes conditions de fonctionnement, la tension H. F. d'entrée, en mesurant chaque fois la tension de sortie.

Courbe I : récepteur sans C. A. G. L'amplification s'accroît très rapidement, l'étage de sortie est bientôt saturé, le volume sonore doit être réduit par la manœuvre du potentiomètre.

Courbe II : récepteur à un seul étage commandé.

Courbe III : récepteur à deux étages commandés.

La courbe non numérotée est la courbe idéale d'un appareil à C. A. G. retardée. Après l'application à l'étage de puissance de la tension optimale donnant un fonctionnement correct, la C. A. G., jusqu'ici retardée, entre en action, et la tension de sortie demeure au même niveau malgré

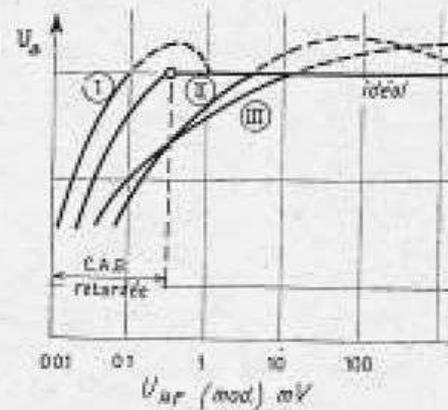


Fig. 15-18. — Tensions d'entrée et de sortie d'un récepteur pour différentes tensions de régulation.

les variations de la tension d'entrée.

Mais cette courbe idéale ne peut être obtenue qu'en soumettant également un étage B. F. à l'action de la C. A. G.

Les amplificateurs B. F.

16-1. — Diagramme de principe d'un amplificateur B.F.

La tension B. F. u_1 existant à la sortie du détecteur est beaucoup trop faible pour commander un haut-parleur. Elle doit donc être amplifiée.

Le préamplificateur, comportant généralement un étage à lampe, ou un ou deux étages à transistor, sert en premier lieu à l'amplification de tension. (Pour les transistors, il s'agit en réalité d'une amplification de courant, mais ce fait, ici, n'est pas pris en considération.) L'étage déphaseur des montages push-pull est, dans ce schéma, considéré comme appartenant au préamplificateur, qui délivre à l'amplificateur la tension u_2 .

L'amplificateur de puissance peut être constitué par une lampe finale unique, ou par deux lampes montées en push-pull, ou bien par des transistors, eux aussi presque toujours montés en push-pull. Il fournit la puissance P_3 nécessaire à l'alimentation du haut-parleur.

Dans les récepteurs de radiodiffusion, trois étages amplificateurs forment un ensemble suffisant. Toute addition est inutile, et ne peut qu'apporter des risques de saturation et d'accrochages, et dans les appareils alimentés par le secteur, une amplification du ronflement résiduel.

Au lieu de la partie H. F.-détection d'un récepteur, on peut également brancher un pick-up ou un magnétophone sur l'amplificateur B. F.

16-2. — Couplage R-C d'un préamplificateur.

Le terme de couplage R-C désigne un mode de montage dans lequel deux quadri-

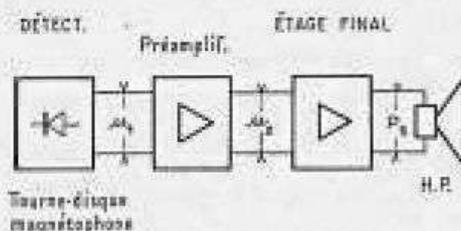


Fig. 16-1. — Schéma d'un amplificateur basse fréquence.

COUPLAGE R-C

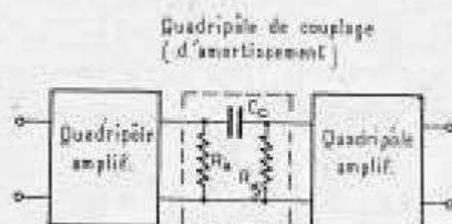


Fig. 16-2. — Circuit R-C comme quadripôle de couplage.

pôles amplificateurs (lampes ou transistors) sont couplés par un quadripôle de couplage, ou d'amortissement, comprenant le condensateur C_c , de façon que la tension de sortie du premier soit transmise avec le moins d'atténuation possible à l'entrée du second pour y être à nouveau amplifiée.

À la sortie du premier quadripôle est connectée la résistance R_a (résistance d'anode, ou de collecteur), et à l'entrée du second la résistance R_g (résistance de fuite de grille, ou de base).

Des exemples d'amplificateurs B. F. à couplage R-C ont déjà été donnés dans les figures 10-16, 10-21, 10-22, 11-2, 11-3 et 11-4.

16-3. — Limites de fréquence de la transmission par couplage R-C.

Le condensateur C_c et la résistance R_g forment un filtre passe-haut analogue à celui représenté par la figure 3-35.

Aux fréquences basses, la réactance du condensateur C_c augmentant notablement, la tension correspondante diminue aux bornes de R_g , entraînant une diminution proportionnelle de leur amplification. Cette diminution atteint 30 % et correspond donc à 0,7 à la limite inférieure de fréquence f_i .

$$f_i = \frac{159\ 000}{R_g \times C_c} \text{ (en kHz, k}\Omega \text{ et pF)}$$

La capacité C_{tot} de la figure 16-3 représente toutes les capacités parasites du circuit qui, aux fréquences élevées, s'ajoutent en parallèle sur la résistance R_a . Or, à ces fréquences, nous savons (fig. 3-34) que l'impédance d'un circuit R C en parallèle diminue, entraînant ici une chute de l'amplification. Cette chute, à la limite supérieure de fréquence, f_s atteint également 30 %.

$$f_s = \frac{159\ 000}{R_a \times C_{tot}} \text{ (en kHz, k}\Omega \text{ et pF)}$$

Les unités utilisées dans ces formules donnent lieu quelquefois à des erreurs au cours du calcul, lorsque, par exemple, les valeurs des condensateurs sont données en μF , ou en nF , ou lieu de pF. Il faut donc s'accoutumer à calculer constamment avec les mêmes unités pour éviter les confusions.

L'abaque III (page 283) permet d'estimer rapidement les valeurs approchées.

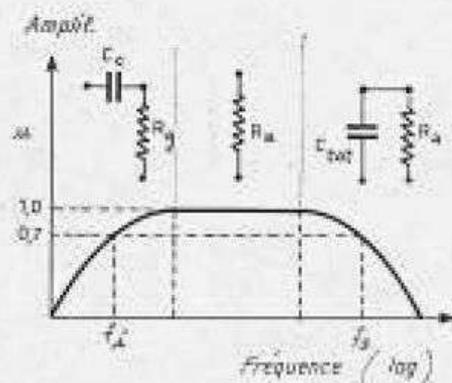


Fig. 16-3. — Diminution de l'amplification vers les fréquences limites.

16-4. — Le couplage R-C entre étages à transistors.

Le couplage R-C donne une mauvaise adaptation entre les étages à transistors. En effet, la faible valeur ohmique de la résistance R_{BE} de la zone base-émetteur du second transistor (résistance directe d'une diode) est, au point de vue de la tension alternative, connectée en parallèle sur la résistance R_a , à travers le condensateur C_c . De ce fait, la sortie du premier transistor est si fortement chargée que la tension de sortie baisse considérablement, et que l'amplification maximale ne peut être obtenue.

Ce montage est cependant couramment utilisé, car un étage supplémentaire est d'un prix de revient inférieur à celui d'un transformateur.

La valeur ohmique de la résistance R_{BE} détermine les propriétés de transmission du couplage. Lorsque $R_{BE} = 1 \text{ k}\Omega$, ce qui est la valeur usuelle, les résistances du diviseur de tension de la base peuvent être négligées.

Pour le condensateur C_c , les valeurs pratiques vont de 2 à 16 μF . Avec 8 μF , la limite de fréquence inférieure f_i est de :

$$f_i = \frac{159\ 000}{1 \times 8 \times 10^3} = 0,02 \text{ kHz} = 20 \text{ Hz},$$

qui est une valeur très suffisante. La polarité du condensateur doit être respectée. Dans les transistors *p-n-p*, le collecteur du préamplificateur est plus négatif que la base de l'étage suivant.

Pour une limite supérieure de fréquence de 16 kHz, la capacité en parallèle C_{tot} admissible est :

$$C_{tot} = \frac{159\ 000}{1 \times 16} = 10\ 000 \text{ pF} = 10 \text{ nF}$$

Mais on ne rencontre pratiquement jamais de capacités parallèles aussi élevées, et la limite supérieure de la bande passante des amplificateurs à transistors à couplage R-C est toujours supérieure aux fréquences audibles extrêmes.

16-5. — Couplage R-C entre étages à lampes.

La valeur ohmique de la résistance interne de la lampe de l'étage préamplificateur, ainsi que celle de la résistance de grille de l'étage suivant, sont toutes deux suffisamment élevées par rapport à R_a et R_E pour ne jouer aucun rôle. La résis-

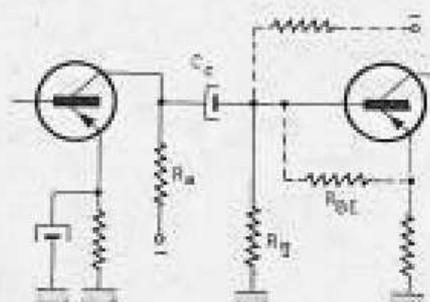


Fig. 16-4. — Transistors couplés par R-C.

Valeurs usuelles des composants du couplage R-C pour préamplificateur à transistors

R_a	R_E	C_c
De 3 à 6 k Ω	De 4,7 à 12 k Ω	De 1,25 à 16 μF

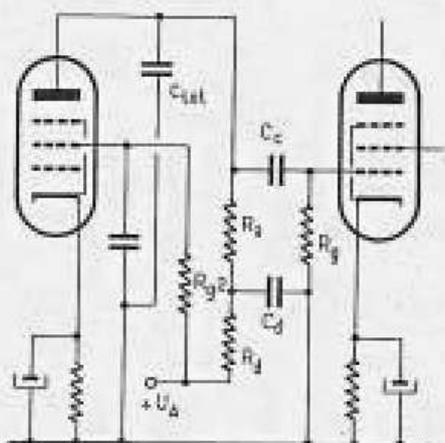


Fig. 16-5. — Tubes couplés par R-C.

Valeurs usuelles pour $V_a = 250$ V.

R_a	200	100	50	k Ω
R_{g2}	500	200	200	k Ω
R_d	50	20	10	k Ω

COUPLAGE PAR TRANSFORMATEUR

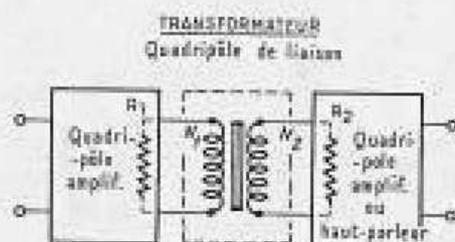


Fig. 16-6. — Le transformateur comme moyen de liaison.

tance R_g peut, par ailleurs, être choisie de forte valeur (700 k Ω avec les lampes de puissance).

Pour une limite inférieure de fréquence d'environ 23 Hz, le condensateur de couplage C_c doit avoir une valeur de :

$$C_c = \frac{159\,000}{700 \times 0,023} = 10\,000 \text{ pF} = 10 \text{ nF.}$$

Avec $C_c = 5$ nF, la limite inférieure de fréquence f_l est encore de 46 Hz.

La capacité totale en parallèle ne doit pas non plus être oubliée dans les amplificateurs à lampes. Avec $R_a = 200$ k Ω , et une limite supérieure de fréquence $f_s = 16$ kHz, elle ne doit pas dépasser :

$$C_{tot} = \frac{159\,000}{200 \times 16} = 50 \text{ pF.}$$

Cette valeur comprend la capacité totale des lampes et du câblage.

Avec des résistances R_a plus faibles, les rapports sont plus avantageux, mais les condensateurs additionnels (circuit correcteur de tonalité) et les blindages de connexions diminuent la limite supérieure de fréquence.

Dans les appareils alimentés en alternatif, il existe toujours, entre le point U_a et la masse, une faible tension résiduelle de ronflement. Si elle parvient, par R_{g2} , à la grille de la lampe suivante, elle est fortement amplifiée, et produit un bruit insupportable. Un découplage de la haute tension, constitué par la résistance R_d et le condensateur C_d (fig. 16-5), est donc indispensable. Le coefficient de filtrage doit être au minimum de 10.

16-6. — Adaptation.

Les transformateurs de liaison servent à l'adaptation de deux quadripôles amplificateurs successifs. Dans les récepteurs on les emploie presque exclusivement comme transformateurs d'attaque des étages de puissance push-pull (fig. 16-6). Ils adaptent la résistance interne des transistors préamplificateurs à celle d'entrée des étages de puissance et, en même temps, ils délivrent les deux tensions déphasées de 180° nécessaires au push-pull.

Les transformateurs de sortie adaptent l'impédance de sortie de l'étage final à celle du haut-parleur.

Le rapport de transformation n est égal au rapport du nombre de spires des enroulements, N_1/N_2 .

Lorsque le transformateur est chargé par la résistance R_2 , cette charge a sur le primaire la même action qu'une résistance ohmique de valeur égale à $n^2 \times R_2$. La résistance R_2 , généralement de faible valeur, devient donc, pour le primaire, n^2 fois plus grande.

Pour une valeur déterminée de R_2 , le rapport n doit être de :

$$n = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} = \frac{N_1}{N_2}$$

16-7. — Self-induction du primaire.

C'est dans le transformateur de sortie d'une lampe de puissance que l'influence de la self-induction du primaire est le plus facilement analysée.

La résistance interne R_i , et la résistance extérieure d'anode R_a , donnant la meilleure reproduction, forment ensemble une résistance parallèle R_p de :

$$R_p = \frac{R_i \times R_a}{R_i + R_a}$$

(formule dans laquelle $R_a = n^2 \times R_2$, c'est-à-dire est égale à l'impédance de la bobine mobile du haut-parleur « vue » du primaire). En outre, l'inductance ωL du primaire est en parallèle sur la résistance R_p . Or, un bobinage en parallèle sur une résistance se comporte à l'inverse d'un condensateur (fig. 3-34).

Aux fréquences élevées, l'inductance est si grande qu'elle peut être négligée, la résistance totale est alors égale à R_p .

A la limite inférieure de fréquence f_l , par contre, l'inductance devient égale à la résistance ohmique ; la résistance totale, et, par conséquent, l'amplification tombent.

Selon la qualité de reproduction désirée pour les fréquences basses, la limite inférieure est fixée entre 30 et 80 Hz. Les valeurs sont :

$$R_p = \omega_l \times L_1 = 2 \pi f_l \times L_1$$

$$L_1 = \frac{R_p}{6,28 \times f_l} \quad (\text{en H, } \Omega \text{ et Hz}).$$

Une limite inférieure basse exige donc de fortes valeurs de L .

EXEMPLE. — EL 84 avec $R_i = 40\,000 \Omega$ et $R_a = 5200 \Omega$.

$$R_p = \frac{40\,000 \times 5200}{45\,200} = 4600 \Omega.$$

Pour une limite de fréquence de

$$40 \text{ Hz} : L_1 = \frac{4600}{6,28 \times 40} = 18,3 \text{ H} ;$$

$$80 \text{ Hz} : L_1 = \frac{4600}{6,28 \times 80} = 9,15 \text{ H}.$$

Il ressort de cette formule que L_1 peut

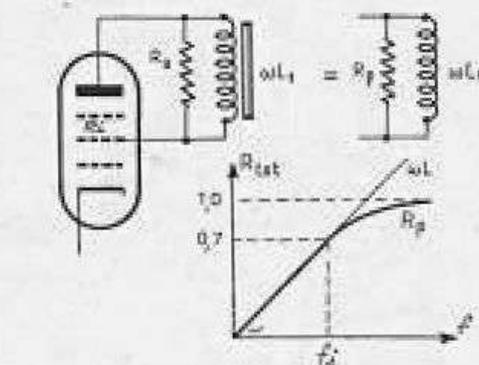


Fig. 16-7. — Self-induction et résistance en parallèle dans un transformateur de sortie.

être plus petite lorsque R_a ou R_p sont plus petits. C'est le cas des transistors, qui ne nécessitent qu'un nombre de spires réduit.

Pour les autres calculs, voir au paragraphe 2-23.

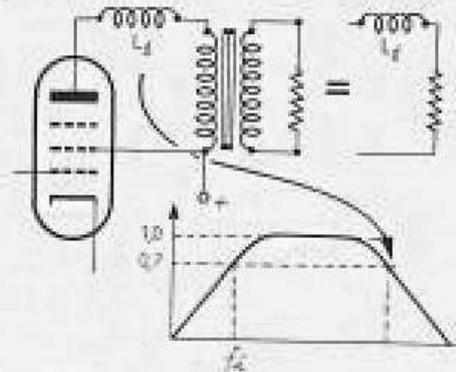


Fig. 16-8. — Diminution de l'amplification lors du couplage par transformateur.

16-8. — Self-induction de fuite.

La limite supérieure de fréquence d'un transformateur dépend de sa self-induction de fuite L_f . Les enroulements primaire et secondaire n'étant jamais couplés à 100 %, la fraction de l'enroulement primaire qui n'est pas couplée au secondaire se comporte comme un bobinage en série avec le primaire (L_f fig. 16-8).

Plus la fréquence est élevée, plus la chute de tension dans L_f est grande, car cet enroulement, représenté, avec la résistance de charge, une résistance réelle à peu près invariable.

Aux fréquences élevées, la self-induction de fuite produit donc une perte de tension aux bornes de sortie. Aussi, pour élever au maximum la limite supérieure de fréquence, la dispersion doit-elle être la plus faible possible. Pour cela, dans les transformateurs à large bande passante, les enroulements primaire et secondaire sont bobinés en sections alternées, étroitement serrées.

16-9. — Importance de l'impédance de la bobine mobile.

Le haut-parleur, en tant que transducteur électro-acoustique, peut être considéré comme un quadripôle. Son rôle est de transformer une puissance électrique en puissance sonore. Mais, en outre, les spires en fil de cuivre de la bobine mobile s'échauffent. Le haut-parleur dissipe donc effectivement de la puissance. La bobine mobile, par conséquent, représente pour les étages de sortie, non pas seulement une bobine de self-induction, mais une résistance de charge réelle.

Une formule empirique démontre que l'impédance Z des haut-parleurs est supérieure d'environ 25 % à la résistance en courant continu de la bobine mobile, donc :

$$Z = 1,25 R$$

Si la résistance en courant continu d'une bobine mobile est de 4 Ω , l'impédance $Z = 5 \Omega$. Pour une pentode EL 84, avec $R_a = 5200 \Omega$, le rapport de transformation n doit être de :

$$n = \sqrt{\frac{R_a}{Z}} = \sqrt{\frac{5200}{5}} = 32.$$

Les valeurs de L_f (paragraphe 16-7), et de n , ne sont pas très critiques, surtout

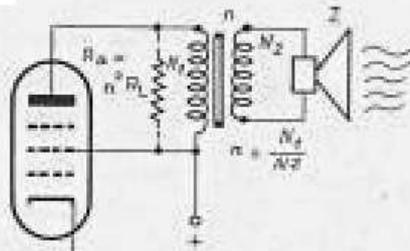


Fig. 16-9. — Modification de l'impédance Z par rapport à la résistance R_a .

lorsque l'amplificateur comporte une contre-réaction de tension. Celle-ci, en effet, diminue la résistance interne de l'amplificateur, et le rend indépendant de la charge extérieure. Des écarts allant jusqu'à 30 % dans les valeurs de L_2 et de n sont à peine perceptibles.

16-10. — Commande de puissance (ou de volume) sonore.

La commande manuelle de la puissance sonore est placée à l'entrée du préamplificateur B. F., car, dans la partie H. F. ou F. L., elle aurait une influence sur le mode d'action de la C. A. G. Seuls, les récepteurs à amplification directe simples, sans C. A. G., ont une commande manuelle de sensibilité agissant sur le signal d'entrée avant la détection.

En plaçant le potentiomètre commandant la puissance de sortie à l'entrée du préamplificateur B. F., tout risque de saturation de la première lampe est éliminé.

Dans l'audition à faible puissance, l'oreille humaine est presque insensible aux notes les plus basses du registre. C'est pourquoi, dans les appareils de bonne qualité, le potentiomètre de puissance comporte une prise située vers l'extrémité inférieure qui, lorsque son niveau est atteint, affaiblit l'amplification des notes aiguës et du médium en les dérivant vers la masse, favorisant ainsi les notes basses qui gardent proportionnellement leur amplitude.

16-11. — Commande d'atténuation des « aiguës ».

Pour une bonne reproduction de la parole et de la musique, on augmente l'amplification des fréquences élevées. Un condensateur en parallèle sur l'entrée d'une lampe ou d'un transistor B. F. permet, lorsqu'on le désire, de réduire la résistance à ces fréquences, et par conséquent leur amplification. Une atténuation progressive peut être obtenue à l'aide d'un potentiomètre en série avec un condensateur (fig. 16-11).

Un filtre R-C connecté après le démodulateur (fig. 15-10 b) peut également avoir une influence sur les notes aiguës, s'il est de valeur suffisamment grande pour réduire, non seulement la tension H. F., mais aussi les fréquences élevées du registre audible.

LES DIFFÉRENTES COMMANDES DE L'AMPLIFICATEUR B.F.

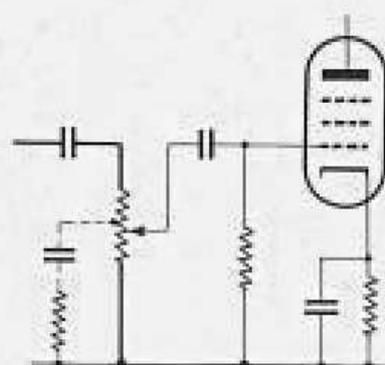


Fig. 16-10. — Potentiomètre de puissance sonore avec prise pour correction de tonalité.

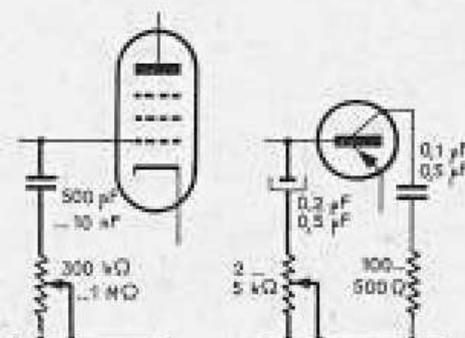


Fig. 16-11. — Correcteurs de tonalité avec leurs valeurs usuelles.

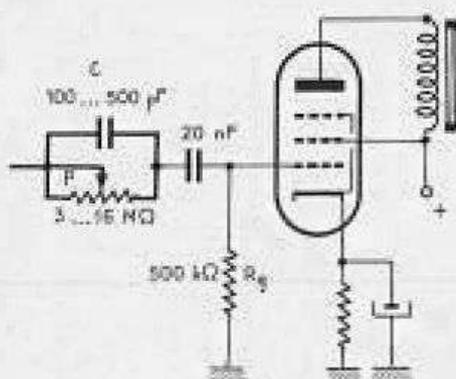


Fig. 16-12. — Réglage des notes « basses ».

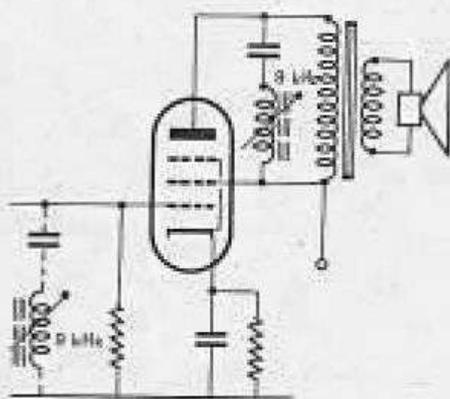


Fig. 16-13. — Filtre « 9 kHz » dans le circuit de sortie.

EXEMPLES DE MONTAGES

16-12. — Commande d'atténuation des « basses ».

En relevant les fréquences très basses, l'amplificateur donne une reproduction ample et chaude de la musique. Mais, par contre, la parole est assourdie et peu intelligible.

Pour réduire l'amplification des notes basses, il suffit de connecter un condensateur de faible capacité en série dans la liaison de grille d'un étage B. F.

Dans le cas le plus simple, un commutateur est mis en parallèle sur ce condensateur, et donne, fermé, une reproduction convenant à la musique, et, ouvert, à la parole. Pour obtenir une variation continue entre les deux positions, ce commutateur est remplacé par un potentiomètre (P fig. 16-12).

Dans les montages à lampes, les valeurs peuvent être, par exemple, de $C = 500 \text{ pF}$, $P = 3 \text{ M}\Omega$, et $R_g = 500 \text{ k}\Omega$. Lorsque le potentiomètre P est entièrement en circuit, la fréquence de coupure est d'environ :

$$f_c = \frac{159\,000}{500 \times 500} = 0,64 \text{ kHz} = 640 \text{ Hz.}$$

Les fréquences critiques de 50 et 100 Hz sont donc considérablement affaiblies par ce montage.

16-13. — Circuit filtre sur 9 kHz.

Les émetteurs ont entre eux une « distance » en fréquence de 9 kHz. Deux stations de fréquences voisines, par exemple les émetteurs $A = 740 \text{ kHz}$ et $B = 749 \text{ kHz}$, peuvent donc créer, par intermodulation, l'apparition d'une fréquence parasite de la valeur de la différence de 9 kHz.

Dans les récepteurs de bonne qualité, dont la reproduction des fréquences élevées est excellente, on connecte en parallèle sur la résistance de grille, ou sur le transformateur de sortie, un circuit absorbant (oscillant série) réglé sur 9 kHz, qui affaiblit fortement cette fréquence.

16-14. — Amplificateur B. F. à lampes à étage final simple.

C'est, pour la partie B. F. d'un appareil d'appartement, la solution la plus simple, et la plus évidente.

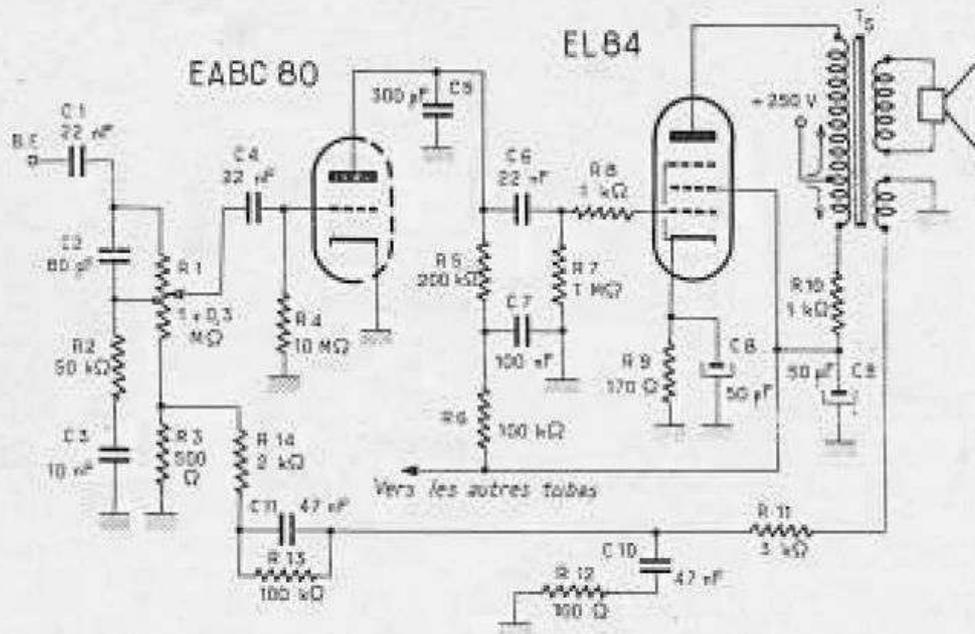


Fig. 16-14. — Amplificateur de basse fréquence avec étage de sortie à un seul tube.

L'étage préamplificateur, constitué par l'élément triode de l'EABC 80, attaque la lampe de puissance par couplage R-C. Celle-ci, de son côté, est adaptée au haut-parleur par le transformateur de sortie T_1 .

Fonctions des divers composants. — Le potentiomètre de commande de puissance R_1 , dont la valeur totale est de $1,3 \text{ M}\Omega$, comporte une prise effectuée à $0,3 \text{ M}\Omega$ de l'extrémité inférieure, par laquelle le condensateur C_3 , en série avec la résistance R_6 , dérive à la masse les fréquences moyennes et aiguës. Ainsi, lorsque la puissance de l'audition est réduite jusqu'à un niveau correspondant à un réglage de R_1 tel qu'il amortisse fortement R_6 , les notes basses paraissent renforcées. Cela est nécessaire pour donner une meilleure impression orchestrale en fonctionnement à puissance réduite. Par contre, afin de ne pas trop assourdir l'audition, les fréquences les plus élevées sont transmises par le condensateur C_3 .

La tension de polarisation de grille est obtenue par chute de tension dans la résistance de fuite R_4 , dont la valeur, très élevée, est de $10 \text{ M}\Omega$.

Le rôle des résistances R_5 , R_6 et R_7 , ainsi que celui des condensateurs C_6

et C_7 , a déjà été défini dans le paragraphe 16-5. Le condensateur C_9 , réduit l'amplification des fréquences élevées. Cela est souvent indispensable pour combattre la tendance à l'accrochage, qui se traduit par des chuintements. La résistance R_6 prévient la naissance d'oscillations parasites, oscillations qui sont favorisées par la grande pente des lampes de puissance, la moindre tension parasite étant fortement amplifiée.

En outre, les connexions peuvent, à elles seules, former des circuits oscillants accordés sur les fréquences de la bande O. C., allant parfois jusqu'à l'accrochage. La résistance d'amortissement R_6 , formant avec la capacité d'entrée de la lampe (environ 10 pF) un filtre passe-bas, dont la fréquence de coupure est d'à peu près 16 MHz , arrête ces oscillations. Il est quelquefois utile de porter la valeur de cette résistance jusqu'à $100 \text{ k}\Omega$.

Le transformateur de sortie comporte un enroulement spécial pour la contre-réaction de tension. Le filtre passe-bas, constitué par R_{11} et C_{10} , soustrait les fréquences élevées à l'influence de la contre-réaction, tandis que le filtre passe-haut, constitué par C_{11} et R_{14} , agit de même pour les fréquences basses. L'en-

semble provoque donc un affaiblissement du médium, effet analogue à celui du circuit de contre-réaction de la figure 10-22.

La tension anodique de l'EL 84 est appliquée à une prise de l'enroulement primaire du transformateur de sortie. Celles d'écran de l'EL 84, et d'anode du préamplificateur, sont prélevées à l'extrémité du même enroulement, et filtrées à

nouveau par la résistance R_{10} et le condensateur C_7 . Ce montage produit une certaine compensation de la tension de ronflement résiduelle provenant de l'alimentation, dont une très petite fraction est ainsi appliquée, en opposition de phase, sur l'écran de la lampe de puissance. Les flèches devant le transformateur (fig. 16-14) indiquent les sens des courants.

16-15. — Amplificateur B.F. push-pull à transistors.

En transistors, même les plus petits récepteurs de poche comportent un push-pull de sortie, car, du fait de la courbure de la caractéristique de base, l'étage unique ne peut donner une bonne reproduction. En montage push-pull, au contraire, les distorsions s'annulent d'elles-mêmes en grande partie.

Les faibles valeurs ohmiques des résistances d'entrée des transistors de puissance, et la tension nécessairement élevée du signal, ne permettent pas l'emploi d'un couplage R-C. Pour obtenir l'adaptation

puissance R_1 par le condensateur $C_1 = 5 \mu\text{F}$. Les résistances R_2 et R_3 forment le diviseur de tension de base, et fixent, ainsi que R_4 , le point de fonctionnement.

Les condensateurs C_2 , en parallèle sur l'enroulement primaire du transformateur de couplage, et C_3 , sur le primaire du transformateur de sortie, limitent l'amplification des fréquences élevées, et empêchent la naissance d'oscillations ultrasonores.

Les résistances R_5 et R_7 constituent le diviseur de tension des bases des transistors

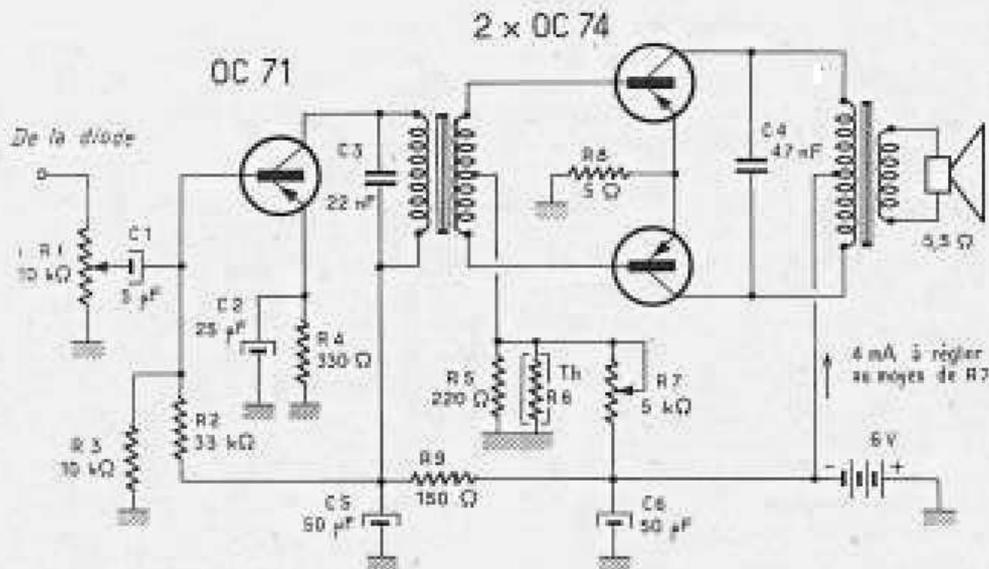


Fig. 16-15. — Amplificateur de basse fréquence avec étage de sortie en push-pull.

correcte du circuit de collecteur du préamplificateur, il faut donc employer un transformateur de couplage, qui, en même temps, produira le déphasage des tensions.

La base du premier transistor est connectée au curseur du potentiomètre de

de l'étage de puissance. La thermistance R_8 compense les variations de la température (fig. 6-13).

La résistance variable R_7 permet d'ajuster le courant de collecteur à 4 mA. En montage push-pull, les transistors travail-

lent toujours en classe AB, c'est-à-dire avec un faible courant de repos à puissance sonore réduite. Le courant de collecteur ne croît que lorsque la puissance de sortie est fortement augmentée.

Afin d'éviter l'influence des variations de la tension d'alimentation, provoquées

par les fortes variations de débit de l'étage de sortie sur le préamplificateur, le courant de collecteur de ce dernier lui est transmis par un filtre R-C, constitué par la résistance R_3 et le condensateur C_3 . Il y a là des risques de dérèglement des étages oscillateur et F. I.

16-16. — Etage de sortie push-pull à grande puissance.

Pour les grandes puissances sonores, comme par exemple, les installations de sonorisation, les étages de sortie nécessitent une tension de commande élevée qu'un étage préamplificateur unique ne peut fournir, car, trop faible, il est vite saturé, et la distorsion devient trop grande. Cet

étage et le déphasage. Partant du transformateur T_2 , une boucle de contre-réaction sélective, favorisant les fréquences basses, retourne aux bornes d'une résistance de 10Ω connectée à l'émetteur du second transistor. En parallèle sur le primaire de T_2 , un réseau correcteur fixe,

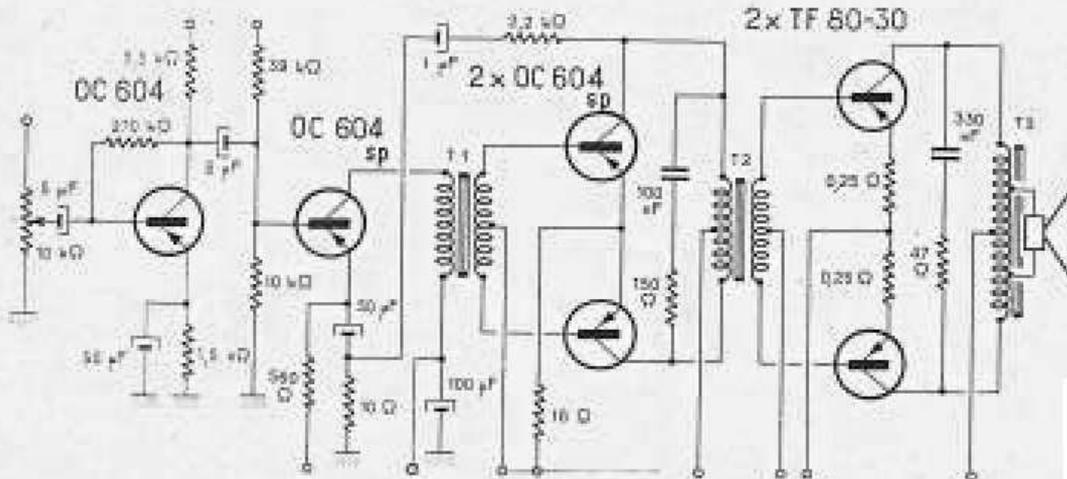


Fig. 16-16. — Amplificateur avec étage préamplificateur push-pull.

étage est alors lui-même monté en push-pull. Il lui faut, de son côté, un préamplificateur et un transformateur d'attaque push-pull, lui fournissant des tensions déphasées de 180° .

Dans le schéma de la figure 16-16, les fils d'alimentation et de polarisation ont été omis, afin de simplifier la présentation du montage.

Le premier étage du préamplificateur travaille avec le plus simple des circuits employés pour la production de la tension de base : une seule résistance de $270 \text{ k}\Omega$ connectée entre base et collecteur. Cet étage est couplé au second transistor par une liaison R-C. Le transformateur T_1 assure à la fois l'adaptation au troisième

composé d'un condensateur de 100 nF et d'une résistance de 150Ω , élimine tout risque d'oscillations ultra-sonores.

L'étage de sortie est monté de façon analogue avec deux transistors de puissance. Le transformateur de sortie T_2 est en réalité un auto-transformateur, solution intéressante dans les étages de puissance à transistors, dont la résistance d'adaptation de collecteur à collecteur R_{cc} n'est que d'environ 20 à 100Ω . En effet, pour adapter cette valeur à une impédance de 5Ω , par exemple, le primaire ne nécessite qu'un nombre réduit de spires, qui peuvent donc être réalisées en fil de fort diamètre. Un bobinage à prises a une dispersion moins élevée.

16-17. — Principe d'un étage déphaseur à tube.

Dans les préamplificateurs à lampes, l'adaptation n'est plus indispensable. Pour les liaisons des étages déphaseurs employés dans les montages push-pull, on peut donc utiliser des couplages R-C. On obtient

opposition de phase avec celle de grille. Par conséquent, lorsque la grille de l'une des lampes finales est connectée directement au préamplificateur, et si la grille de la seconde est reliée à une lampe supplémen-

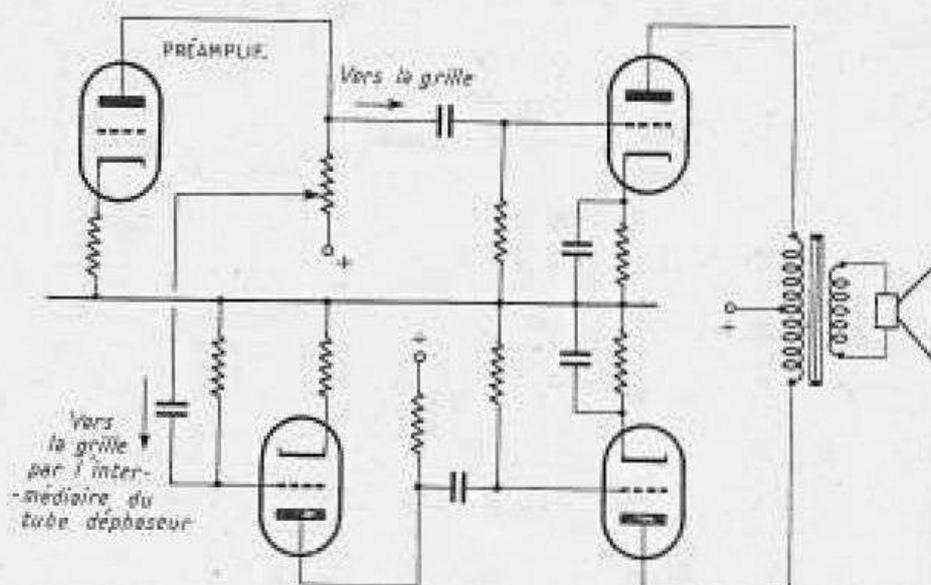


Fig. 16-17. — Étage de sortie en push-pull avec tube déphaseur.

ainsi à la fois un prix de revient plus bas et une bande passante plus large qu'avec des transformateurs, deux avantages non négligeables.

Le déphasage est créé dans un étage spécial appelé *déphaseur*, ou quelquefois *inverseur de phase*, appellation plus correcte, d'ailleurs, d'après le paragraphe 8-3. Nous avons appris, en effet (fig. 8-3 a), que la tension d'anode d'une lampe est en

taire intercalée entre elle et le préamplificateur, il en résulte forcément une inversion de phase de 180° .

Mais, pour que les tensions appliquées aux deux grilles des lampes de sortie soient égales, l'inverseur ne doit pas amplifier. La tension d'entrée qui lui est transmise est donc diminuée par un diviseur de tension, ou bien son amplification est réduite à 1 par contre-réaction (1).

16-18. — Étage de sortie push-pull à déphaseur « paraphase ».

Le premier élément de la double-triode ECC 83 sert à la préamplification. Il commande directement, par le condensateur C_1 (fig. 16-18), la pentode EL 95 supérieure, et en même temps, cette tension de commande, réduite par le diviseur de tension constitué par les résistances R_1 et R_2 , est appliquée par C_2 à la grille du second élément triode. A l'anode de celui-ci

apparaît donc une tension déphasée de 180° , que le condensateur C_2 transmet à la grille de la pentode inférieure.

La résistance de fuite de grille R_3 de cette dernière n'est pas connectée directe-

(1) N. du T. — Ce mode d'inversion de phase est nommé « paraphase ».

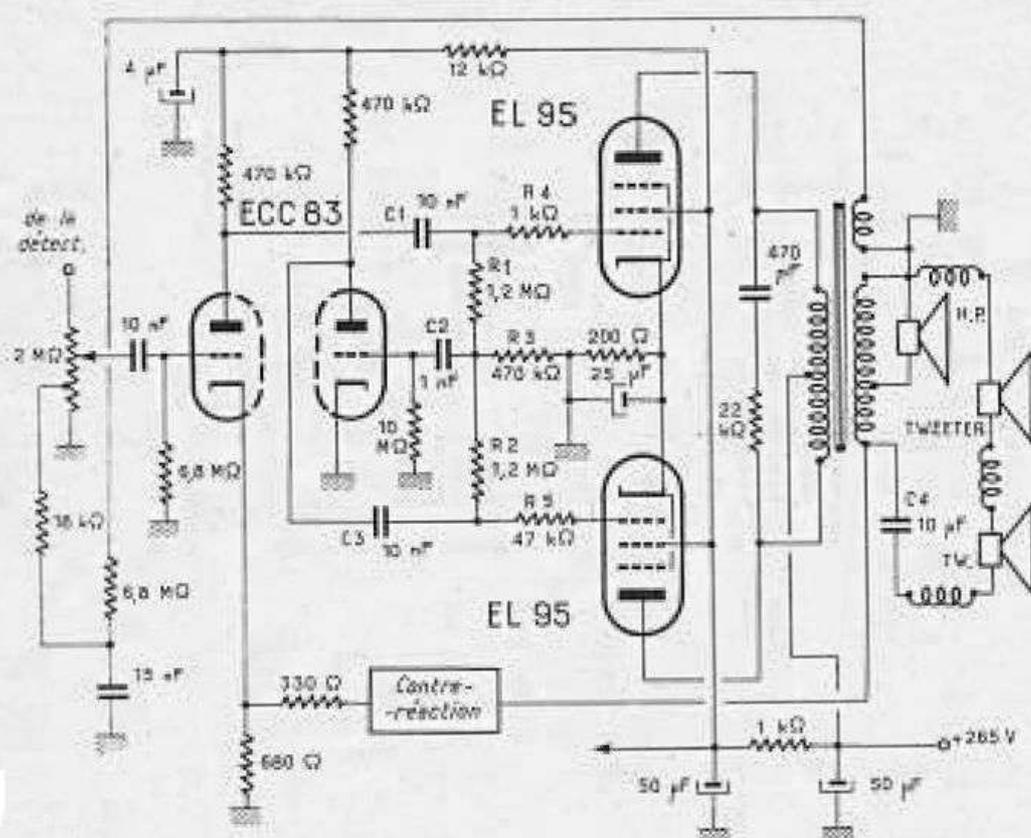


Fig. 16-18. — Circuit complet d'un amplificateur basse fréquence en push-pull.

ment à la masse, mais à la résistance R_3 du diviseur de tension de grille. Elle constitue donc un circuit de contre-réaction de tension allant de l'anode de la pentode à la grille de la déphaseuse, et ramène ainsi à l'unité le gain de l'étage. La valeur élevée de la résistance $R_3 = 47 \text{ k}\Omega$, compense la diminution de résistance interne causée à la déphaseuse par la contre-réaction de tension. Par contre, la résistance correspondante R_4 de la branche supérieure n'a qu'une valeur de $1 \text{ k}\Omega$.

Partant d'un enroulement spécial du

transformateur de sortie, une boucle de contre-réaction apériodique aboutit à l'extrémité inférieure du potentiomètre de commande de puissance, tandis qu'une seconde, partant directement du secondaire du même transformateur, et rendue sélective par un correcteur de tonalité, est reliée à la cathode de la triode préamplificatrice.

Deux tweeters épaulent le haut-parleur principal, et le condensateur C_4 interdit l'accès de leur circuit aux fréquences basses.

16-19. — Déphaseur cathodyne.

Un autre montage permettant d'obtenir deux tensions en opposition de phase est le *déphaseur cathodyne*, ou *à charge partagée*, qui consiste en une lampe dont la résistance de charge est partagée en deux parties égales, entre l'anode et la cathode (fig. 16-19 a), cette dernière ne devant pas comporter de condensateur de découplage.

Ce montage a un comportement analogue à celui d'une résistance d'anode dont le point milieu serait, au point de vue du courant alternatif, connecté à la masse (fig. 16-19 b), et aux extrémités de laquelle prendraient par conséquent naissance, symétriquement par rapport à la masse, deux tensions en opposition de phase.

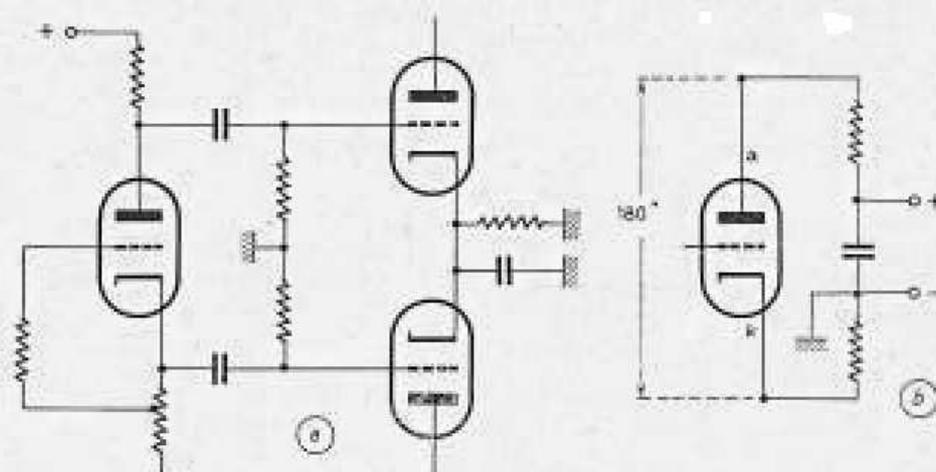


Fig. 16-19. — Déphaseur cathodyne.

Ces tensions peuvent être prises respectivement sur l'anode et sur la cathode, et transmises directement aux grilles des lampes de puissance.

La résistance de fuite de grille de la déphaseuse doit être connectée à un point de la résistance de cathode donnant la tension de polarisation correcte.

16-20. — Amplificateur B.F. push-pull à déphaseur cathodyne.

La triode de gauche V_1 est le premier étage du préamplificateur. Un correcteur de tonalité assez complexe lui fait suite.

Le diviseur de tension constitué par C_1 , R_1 et C_2 , permet le réglage des « aiguës ». Lorsque le curseur de R_1 est en haut,

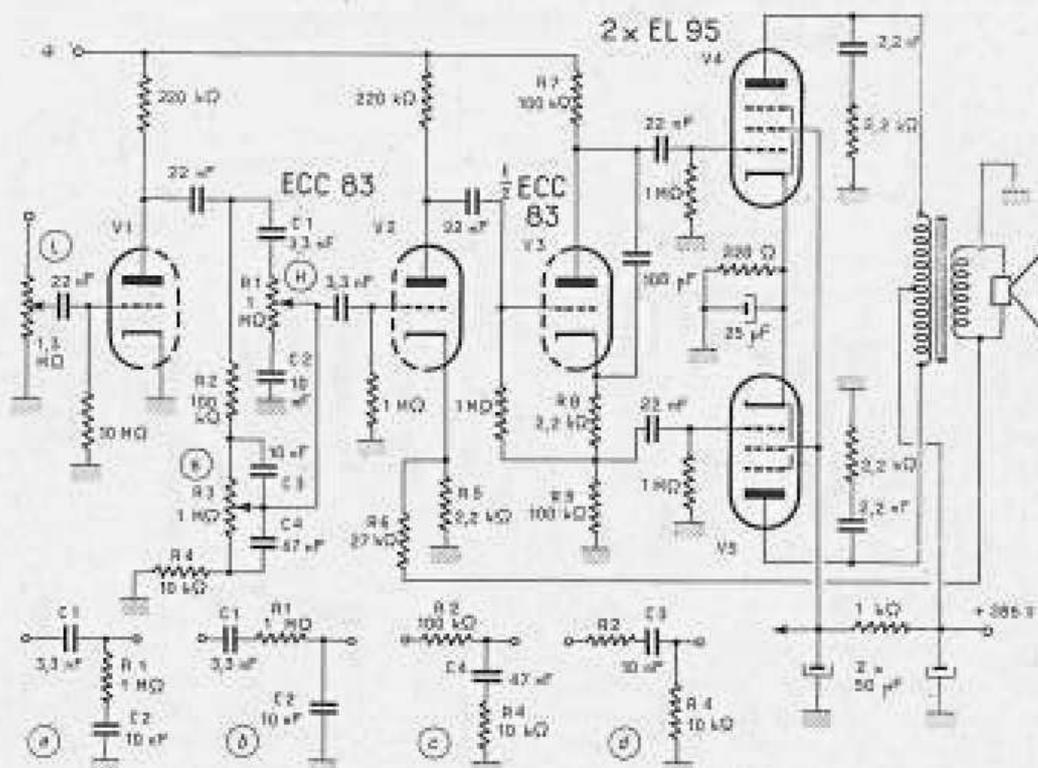


Fig. 16-20. — Amplificateur basse fréquence avec étage déphaseur (volume sonore : L ; notes aiguës : H ; notes graves : B).

l'ensemble forme le filtre passe-haut représenté en *a* de la figure 16-20, qui favorise la transmission des fréquences élevées à la grille de la seconde triode V_2 . Lorsque ce même curseur est tourné vers le bas, on obtient le filtre passe-bas représenté en *b*, et les fréquences élevées sont, au contraire, atténuées.

Les valeurs du diviseur de tension formé par les résistances R_2 , R_3 et R_4 , sont calculées pour obtenir le réglage des « basses ». Lorsque le curseur de R_3 est tourné vers le haut, l'ensemble constitue le filtre passe-bas représenté par le schéma *c* de la figure 16-20. Les fréquences très basses prédominent alors sur la grille de la lampe V_2 , et les notes graves sont renforcées (on peut alors négliger la résistance de $1\text{ M}\Omega$, R_1 , en parallèle sur le condensateur C_1). La position opposée du curseur donne le filtre passe-haut *d*, dont l'action, au contraire, affaiblit les notes basses.

16-21. — Amplificateur push-pull parallèle.

La qualité de reproduction d'un amplificateur B.F. dépend en grande partie de celle de son transformateur de sortie.

Un transformateur à large bande doit avoir une grande self-induction primaire, par conséquent comporter un grand nombre de spires, et pourtant le fil constituant l'enroulement doit être d'un diamètre assez fort pour que la résistance ohmique en courant continu demeure relativement faible. Enfin, malgré des enroulements à faible dispersion, des rotations de phase peuvent toujours s'y produire aux fréquences élevées, rotations qui transforment vite une contre-réaction sur le secondaire en une réaction tout court.

Il serait certes plus avantageux de connecter directement la bobine mobile du haut-parleur aux circuits d'anode des lampes de sortie. Mais pour y parvenir, la bobine devrait, à son tour, comporter un nombre très élevé de spires, en fil de diamètre suffisant pour supporter l'intensité du courant anodique. Son poids serait alors trop élevé pour lui permettre d'atteindre les vitesses d'oscillation nécessaires à la reproduction des fréquences élevées. Le maximum atteint aujourd'hui dans ce domaine est une bobine mobile d'impédance $Z = 1\text{ k}\Omega$. Pour l'employer sans transformateur, il faut donc réduire à cette

Ce réseau correcteur n'est pas inclus dans la boucle de contre-réaction qui, constituée uniquement par les résistances R_2 et R_3 , est indépendante de la fréquence, et apporte par conséquent une réduction uniforme des distorsions sur toute la bande passante.

Cependant, l'ensemble de ce correcteur de tonalité produit un fort affaiblissement de l'amplification, et c'est pourquoi un second étage préamplificateur a été prévu avec la triode V_2 . C'est donc seulement à la suite de celle-ci que se trouve l'inverseur cathodique V_3 , dont l'amplification est également très réduite, car la résistance de cathode R_6 , non découplée, provoque une forte contre-réaction d'intensité.

Les deux tensions en opposition de phase sont prises aux bornes des résistances R_7 et R_8 , tandis que la résistance R_9 produit la tension de polarisation de grille.

valeur la charge optimale de l'étage de sortie.

Pour cela on tient le raisonnement suivant : dans un étage push-pull, et pour le courant alternatif d'anode, les deux tubes sont considérés comme étant en série. C'est donc la somme de leurs deux courants alternatifs d'anode qui alimente le haut-parleur. De même, leurs deux résistances de charge s'additionnent presque, car pour une pentode EL 84 unique, $R_a = 4,5\text{ k}\Omega$, et pour deux, $R_{aa} = 7\text{ k}\Omega$. Par conséquent, si l'on imaginait un circuit dans lequel les deux lampes seraient, toujours au point de vue alternatif, connectées en parallèle, la valeur de la résistance de charge optimale s'abaisserait assez pour permettre l'adaptation directe, sans transformateur, d'un haut-parleur d'impédance élevée. Le schéma de principe de la figure 16-21 représente ce montage.

Pour le courant continu d'anode, les deux lampes sont en série. Les grilles sont commandées, comme dans le montage push-pull courant, par deux tensions en opposition de phase. Afin de rendre plus clair ce fonctionnement particulier, le schéma comporte un transformateur de liaison push-pull, mais bien entendu, en pratique on peut concevoir, par exemple,

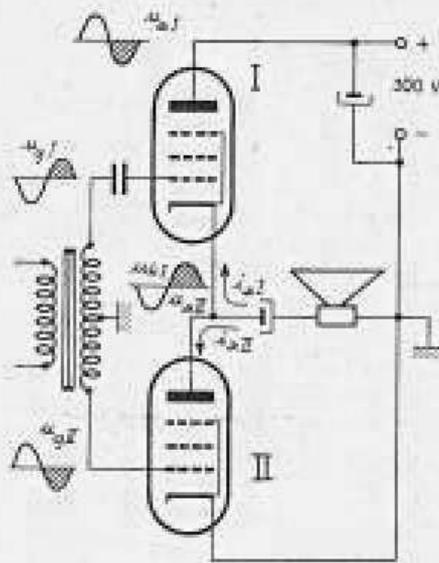


Fig. 16-21. — Principe de l'amplificateur push-pull parallèle.

l'inversion de phase par un étage cathodyne. Les petits symboles de courant alternatif indiquent la phase aux différents points du montage.

16-22. — Etage de puissance sans transformateur de sortie.

Un type de lampe finale a été spécialement créé pour l'amplificateur push-pull parallèle : la pentode EL 86. Ce montage a été adopté par la firme *Philips*, et désigné par le vocable « étage final sans transformateur ».

Comme dans le montage précédent, les deux tubes sont en série, au point de vue courant continu. Il n'y a pas d'étage déphaseur, et, seule, la pentode II est commandée directement. La pentode supérieure I, en effet, reçoit sa tension de commande de l'anode de la pentode inférieure, prise aux bornes de la résistance R de 270 Ω.

Si l'on compare ce montage avec le schéma de la figure 16-21, on peut consta-

Lorsque la grille de la pentode I reçoit l'alternance positive u_{e1} , l'alternance négative u_{a1} est appliquée à la grille de la pentode II (parties hachurées des symboles). Dans cette dernière, à la suite de l'inversion de phase de 180°, c'est l'alternance hachurée u_{a1} qui apparaît à l'anode, car cette lampe fonctionne comme d'habitude avec sa cathode à la masse et son anode à un potentiel positif élevé. Ce fonctionnement peut être expliqué d'une autre manière : lorsque la grille I devient plus positive, le courant anodique I augmente, et la grille II devenant plus négative, le courant anodique II diminue.

La tension de commande appliquée à la grille de la pentode supérieure I produit sur l'anode l'alternance négative u_{a1} , ou, comme dans l'inverseur cathodyne, une alternance positive u_{a1} sur la cathode, et celle-ci fait circuler le courant i_{a1} dans la branche du haut-parleur.

Par conséquent, les deux courants anodiques alternatifs s'additionnent, les résistances dynamiques internes des lampes sont connectées en parallèle, la résistance de charge s'abaisse considérablement. On peut maintenant y adapter directement le haut-parleur, dont la bobine mobile, en outre, n'est pas traversée par le courant continu.

Au point de vue tension alternative, l'entrée est donc connectée en push-pull, et la sortie en parallèle, d'où le nom d'amplificateur push-pull parallèle.

ter que la position des phases est correcte. Une alternance positive apparaît bien au même instant à l'anode II (u_{a1}), et à la grille I (u_{g1}). Au point de vue du courant alternatif, la cathode de la pentode inférieure se trouve au potentiel de la masse.

Bien entendu, les distorsions créées dans la pentode II sont transmises à la pentode supérieure, distorsions qui ne peuvent s'annuler comme dans un véritable montage push-pull. Toutefois, la pentode supérieure ayant une résistance de cathode de valeur plus élevée (270 Ω contre 220 Ω), une certaine compensation est néanmoins produite. Les étages de sortie sans transformateur ont un facteur de bruit très bas sur toute la bande des audio-fré-

quences, mais les difficultés les plus grandes résident dans la réalisation de haut-parleurs à forte valeur ohmique.

16-23. — Prise commune au pick-up et au magnétophone.

Les prises usuelles à deux broches, employées autrefois pour les pick-up, ont été supplantées par des connecteurs blindés à trois contacts, permettant également de transmettre directement à l'enregistreur du magnétophone la tension prise à la sortie de la diode détectrice. Cette tension, en effet, correspond exactement à la modulation de l'émetteur, puisqu'elle n'a pas été modifiée par le correcteur de tonalité de l'amplificateur B. F., comme c'est le cas lorsque l'on connecte l'enregistreur sur les bornes de sortie du haut-parleur.

La figure 16-23 représente la prise du connecteur et la commutation placée sur la position correspondant au branchement d'une émission F. M. à l'enregistreur par une résistance de 2 MΩ reliée à la broche 1. Cette valeur ohmique élevée met en liaison la tension issue de la diode, qui, pour un émetteur local puissant, peut atteindre quelques volts, avec la faible résistance ohmique d'entrée du magnétophone, et l'abaisse à quelques millivolts, car la tension appliquée à l'enregistreur doit être de l'ordre de celle fournie par un microphone.

Pour la reproduction de signaux de pick-up ou de magnétophone, c'est la broche 3 qui est en service. Le commutateur S 2 est alors mis en position P.U.-M. Ce commutateur ne doit pas être omis, sinon, la tension B. F. provenant du pick-up ou du magnétophone pourrait être transmise jusqu'à la diode, détectée, et devenir une cause de distorsion.

On devra également faire en sorte qu'un contact commandé par S 2 mette bien la H. F. hors service lors du fonctionnement en P.U.-M.

16-24. — Prise pick-up et prise magnétophone séparées.

Le montage précédent a un inconvénient. En effet, pour passer du pick-up au magnétophone, il est nécessaire de changer de

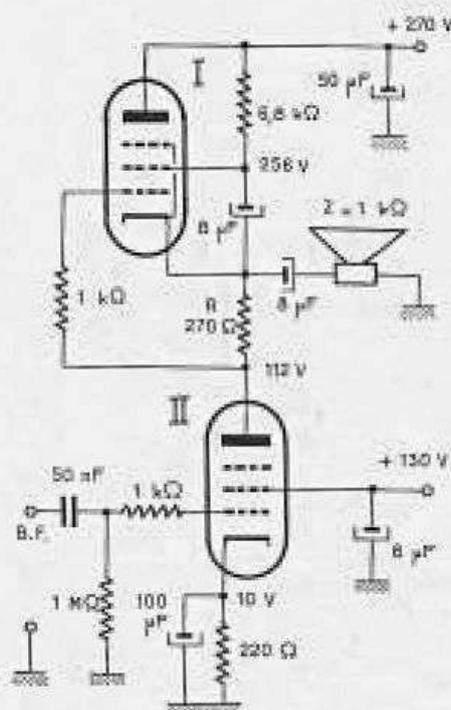


Fig. 16-22. — Etage de sortie sans transformateur.

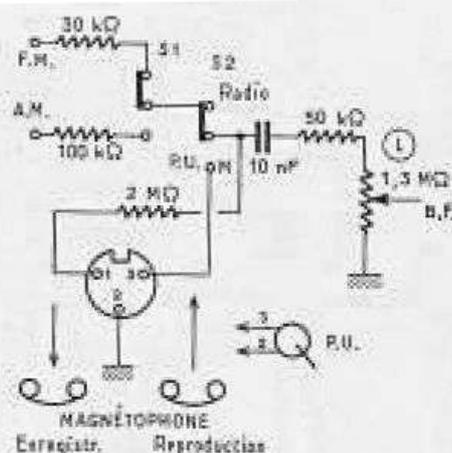


Fig. 16-23. — Raccordement pour pick-up et magnétophone.

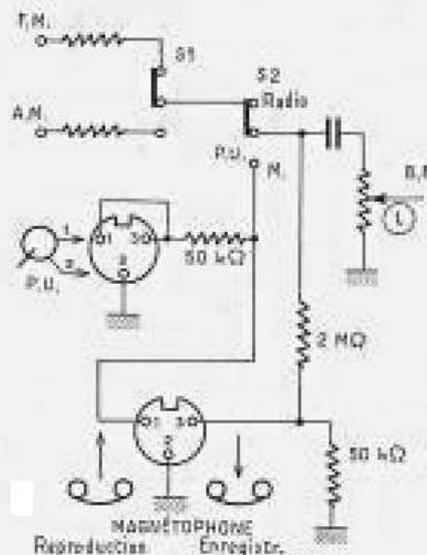


Fig. 16-24 — Branchements séparés pour l'enregistrement et la lecture du magnétophone et le prélèvement par P.U.

connecteur, puisque le récepteur ne comporte qu'une prise.

Pour éviter cette manœuvre, le schéma représenté par la figure 16-24 offre deux prises séparées, l'une pour le magnétophone, la seconde pour le pick-up.

Le récepteur ne possédant qu'un amplificateur B. F. simple pour reproduction monaurale, les broches 1 et 3 de la prise pick-up sont réunies. Pour la reproduction stéréophonique, elles correspondent respectivement au canal droit et au canal gauche.

Le câblage des prises permet également l'enregistrement d'une émission F. M. Le diviseur de tension constitué par les résistances de $2\text{ M}\Omega$ et de $50\text{ k}\Omega$ réduit la tension à la valeur nécessaire.

Le canal reproduction emprunte la broche 1, le commutateur S 2 étant alors placé sur la position P.U.-M., qui est également valable pour le pick-up.

La prise destinée au pick-up est protégée d'un couplage éventuel avec le magnétophone par une résistance de $50\text{ k}\Omega$, afin que les deux appareils puissent rester connectés.

La comparaison des figures 16-23 et 16-24 montre que les prises pratiquées sur les appareils du commerce ne sont pas standardisées. Cependant, la broche 1 est généralement affectée à l'enregistrement, et la broche 3 à la reproduction, comme indiqué dans les figures 16-23 et 16-25.

16-25. — Prises pour appareils stéréophoniques.

Pour les magnétophones stéréophoniques et pour les récepteurs possédant un amplificateur B. F. stéréo, la prise ne comporte plus trois broches, mais cinq. Les broches supplémentaires 4 et 5 sont disposées entre les trois précédentes, de façon que les connecteurs à trois broches puissent également être employés, permettant ainsi l'enregistrement ou la reproduction avec un appareil monocanal.

La commutation est représentée, dans la figure 16-25, en position « reproduction magnétophone stéréo ». Le sélecteur S 1 est sur la position P.U.-M., S 2 est sur « reproduction-magnétophone », et S 3, enfin, est sur la position stéréo. Les signaux stéréophoniques sont connectés aux bro-

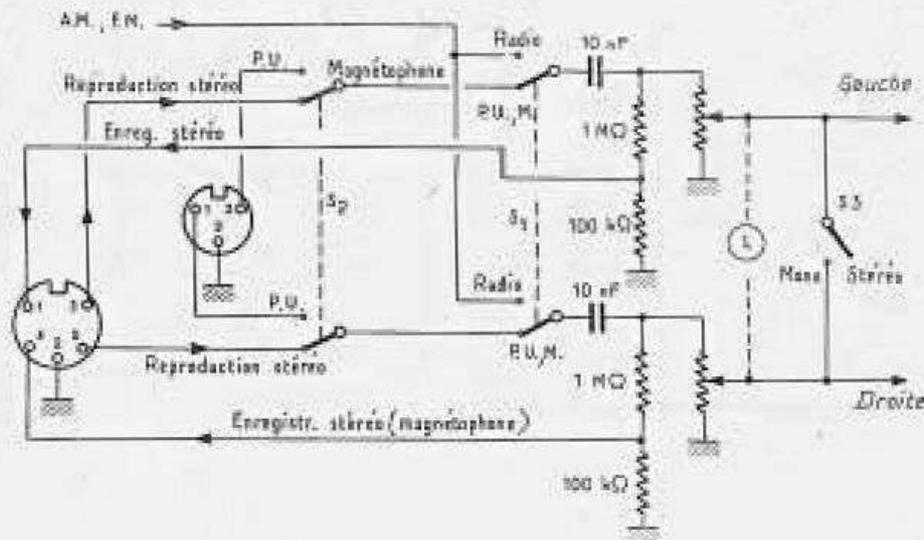


Fig. 16-25. — Branchement pour l'enregistrement et la reproduction stéréophoniques.

ches 3 (canal gauche), et 5 (canal droit) de la prise à cinq broches. La prise à trois broches destinée au pick-up est reliée aux deux canaux de l'amplificateur B. F. par le sélecteur S 2 en position P. U. La broche 3 est connectée, comme celle de l'autre prise, au canal gauche, mais, ici, le canal droit est connecté à la broche 1.

Pour pick-up monaural et émissions radio normales, le sélecteur S 3 reste fermé (il ne faut donc pas presser la touche stéréo). En réception radio, les deux canaux sont reliés en parallèle par le sélecteur S 1, et reçoivent par conséquent la même tension de commande. Avant chaque potentiomètre de puissance, se trouve un diviseur de tension formé par les résis-

tances de 1 MΩ et de 100 kΩ, dont le point milieu transmet aux broches 1 et 4 la même tension provenant de la diode détectrice, correspondant par conséquent à une émission normale à un canal.

Nous savons déjà que la disposition des connexions aux prises pour magnétophone n'est pas standardisée. Il en est de même pour les claviers de commutation, dans lesquels certaines positions sont quelquefois dissimulées derrière d'autres touches. Aussi, lorsque, soit l'enregistrement, soit la reproduction ne fonctionne pas, ou bien lorsqu'il n'y a pas effet stéréophonique, il est préférable, dans le doute, et avant toute chose, de consulter tout d'abord le schéma et le mode d'emploi.

AMPLIFICATEURS B.F STEREOPHONIQUES

16-26. — Amplificateur B.F. à deux triodes et deux pentodes.

Pour montrer l'essentiel de ces amplificateurs, les circuits fort complexes de contre-réaction et de correction de tonalité que comprennent les appareils de série n'ont pas été représentés. On n'a donc conservé ici que les circuits fonctionnels principaux.

La technique stéréophonique place l'industrie devant le problème suivant : comment produire des récepteurs comportant deux canaux B. F. à un prix peu supérieur à celui des récepteurs de même classe à un seul canal ?

La dépense minimale est obtenue par la solution représentée dans la figure 16-26. Une double-triode ECC 83 représente les deux préamplificateurs, et deux petites pentodes EL 95 forment les étages de sortie. Ces dernières, dans les appareils

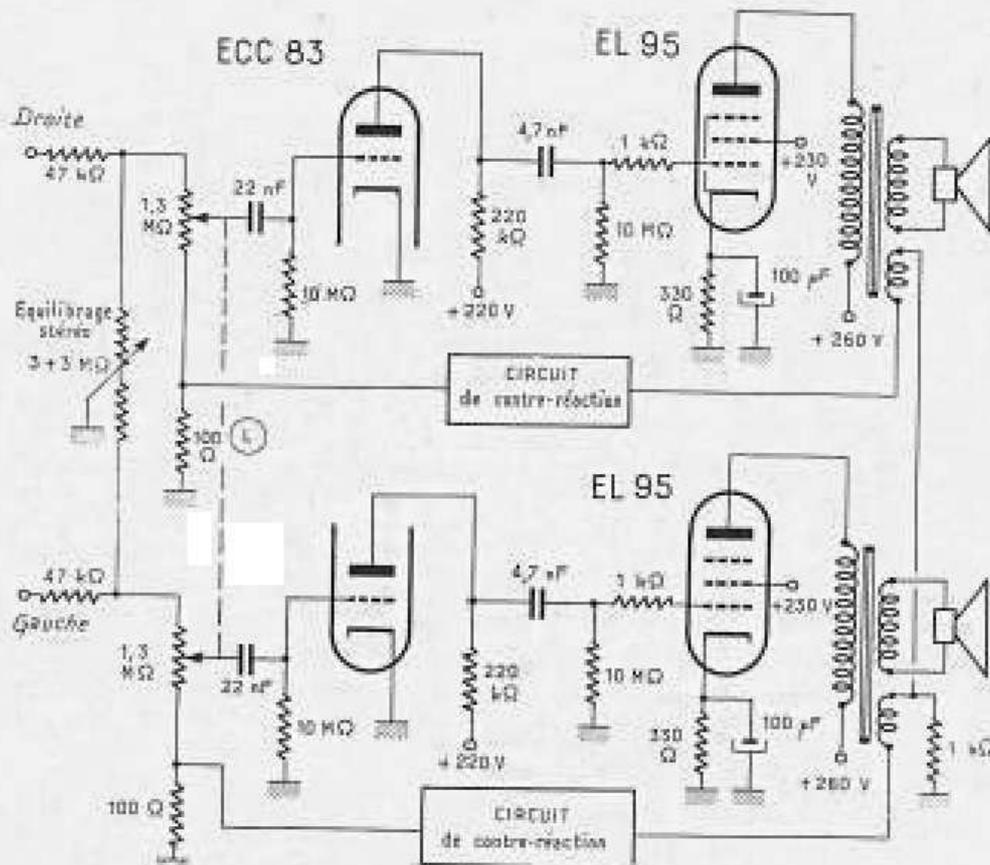


Fig. 16-26. — Amplificateur basse fréquence stéréophonique à deux tubes.

construits depuis 1960, sont quelquefois remplacés par une unique double-pentode ELL 80.

Un élément important des amplificateurs stéréophoniques est la commande d'équilibrage des deux canaux, ou *balance*. Elle est constituée, dans ce montage, par un potentiomètre dont la piste est coupée au milieu, chaque partie ayant une valeur de 3 MΩ, et le curseur étant connecté à la masse. Les deux résistances de 47 kΩ forment avec ces deux valeurs des divi-

seurs de tension, et lorsque le curseur est déplacé d'un côté ou de l'autre, le gain diminue dans l'un des canaux, tandis que l'autre n'est pas influencé. Il est possible, ainsi, d'égaliser les différences d'amplification, et les dissymétries des haut-parleurs et du local d'écoute.

La coupure de la piste du potentiomètre est indispensable pour éviter les couplages, ou *diaphonie*, entre les deux canaux, dont l'influence est primordiale sur l'effet stéréophonique.

16-27. — Amplificateur B.F. stéréo à deux étages préamplificateurs.

L'amplification produite par le montage précédent peut être augmentée en remplaçant la double-triode ECC 83 par deux pentodes EF 86. Toutefois, si l'on veut faire travailler l'amplificateur avec une forte contre-réaction et un correcteur de tonalité analogue à celui du paragraphe 16-

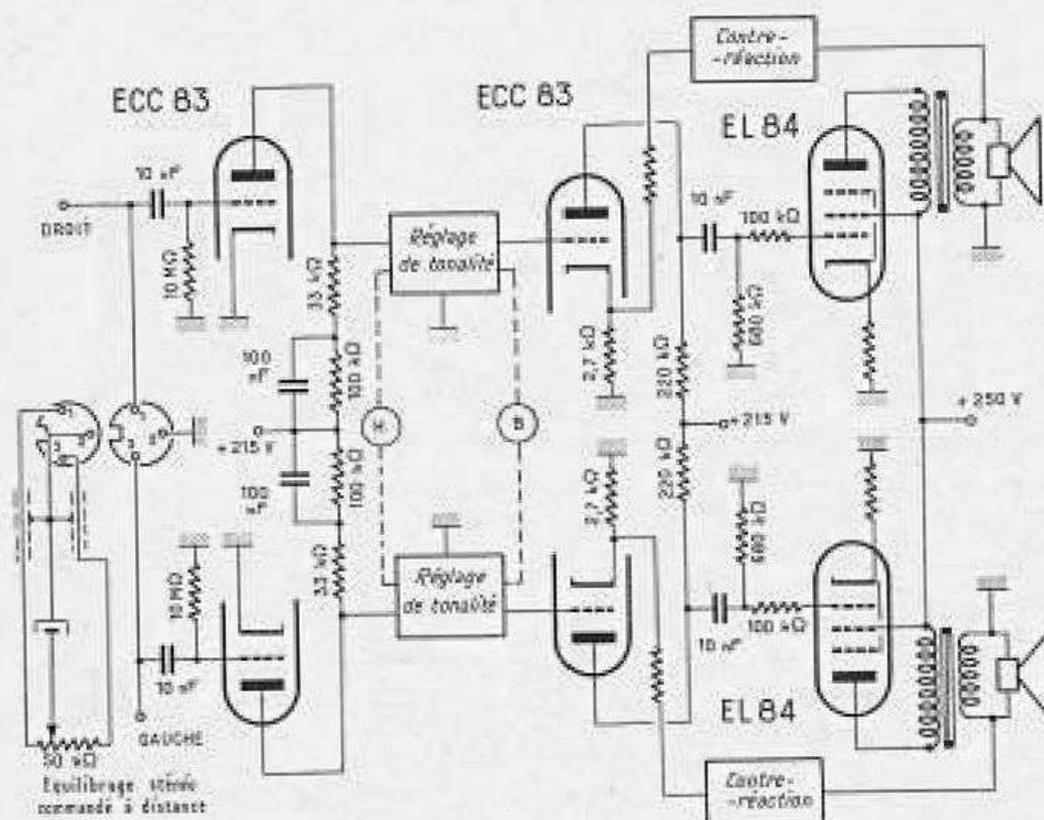


Fig. 16-27. — Amplificateur stéréophonique basse fréquence à trois tubes.

20, l'emploi de deux triodes dans chaque canal est bien préférable.

Un renforcement supplémentaire des « basses » a été prévu, par augmentation de la charge aux fréquences basses dans le circuit anodique des lampes d'entrée. En effet, les réseaux de correction constitués par les résistances de 100 kΩ et les condensateurs de 0,1 μF, favorisant la chute de tension aux bornes de la résistance totale de charge, ainsi que la transmission des fréquences basses, provoquent une augmentation de leur amplification.

L'action de la balance stéréophonique peut être commandée à la distance normale de l'écoute, grâce à un câble enfichable.

16-28. — Amplificateur B.F. push-pull stéréo.

Cependant, la meilleure qualité de reproduction n'est obtenue que lorsque les deux canaux de l'amplificateur sont munis chacun d'un étage de sortie push-pull. On

peut, pour cela, envisager l'emploi de deux amplificateurs à peu près semblables à celui représenté par la figure 16-20.

L'amplification du canal supérieur est réglée une fois pour toutes. Une boucle de contre-réaction indépendante de la fré-

Dans le canal inférieur, un potentiomètre de 250 k Ω , qui remplit l'office de « balance », remplace cette résistance. On obtient ainsi, suivant la position du curseur, une amplification plus forte, ou moins forte, que celle du canal supérieur.

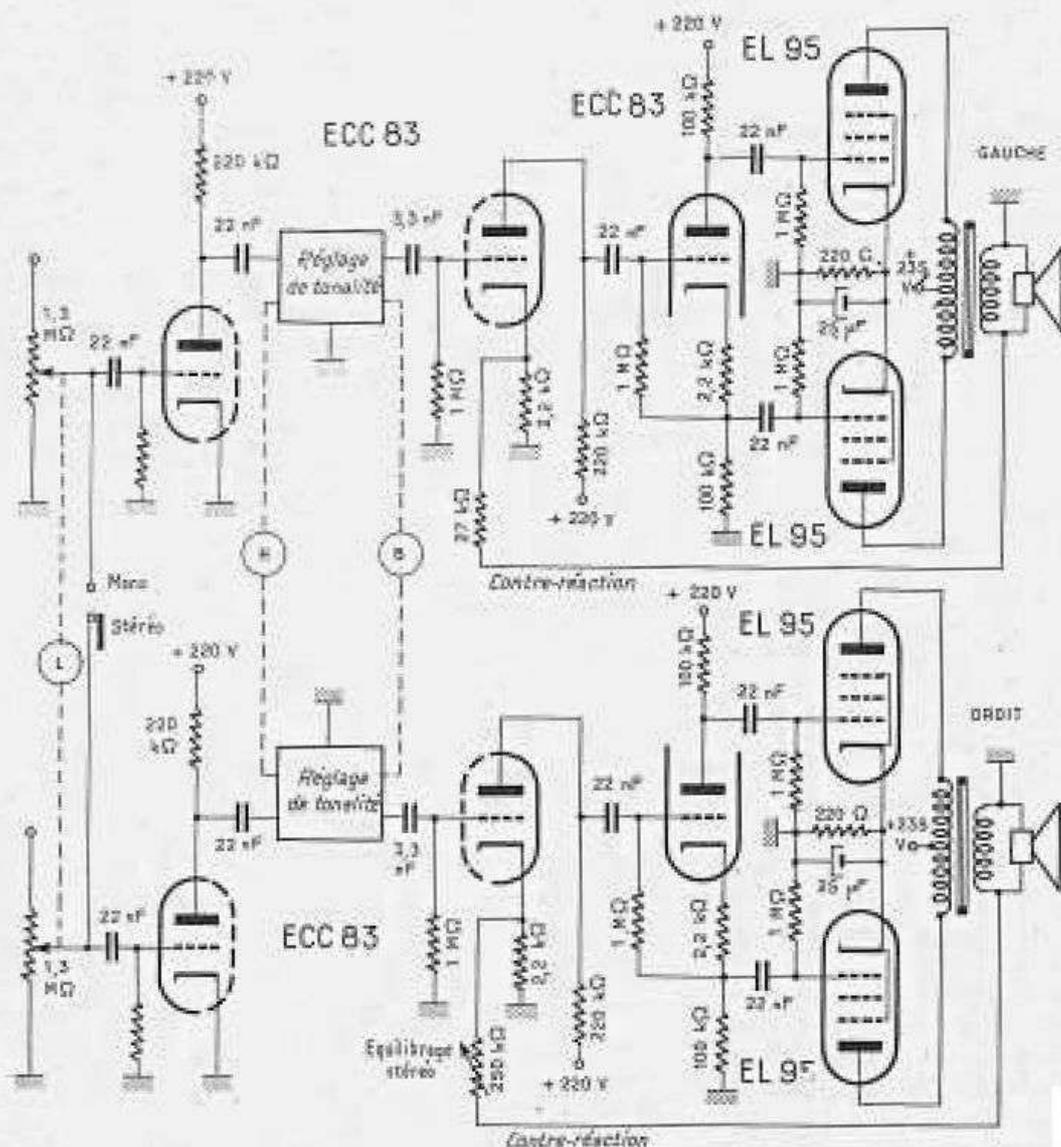


Fig. 16-28. — Amplificateur stéréophonique avec étage final en push-pull.

quence, constituée par une résistance de 27 k Ω , réunit l'enroulement secondaire du transformateur à la cathode de la seconde triode.

Les deux pentodes séparées EL 95 de chaque canal peuvent être remplacées par une double-pentode ELL 80, couramment employée depuis 1960.

16-29. — Circuit de sortie stéréophonique composé.

L'expérience a montré que les notes basses, n'ayant pas de directivité marquée, n'interviennent pas dans l'effet stéréophonique. Diverses dispositions reposant sur ce principe ne comportent donc qu'un seul haut-parleur de basses, commun aux deux canaux, ceux-ci étant par conséquent connectés en parallèle pour les fréquences les plus basses du registre.

des deux transformateurs est mise à la masse pour les fréquences élevées par un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$, aux bornes duquel, par contre, se produit une chute de tension aux fréquences basses transmise au H. P. de basses commun, qui est placé au centre du meuble.

Avec une résistance de charge $R_a = 10 \text{ k}\Omega$, valeur convenant à la pentode

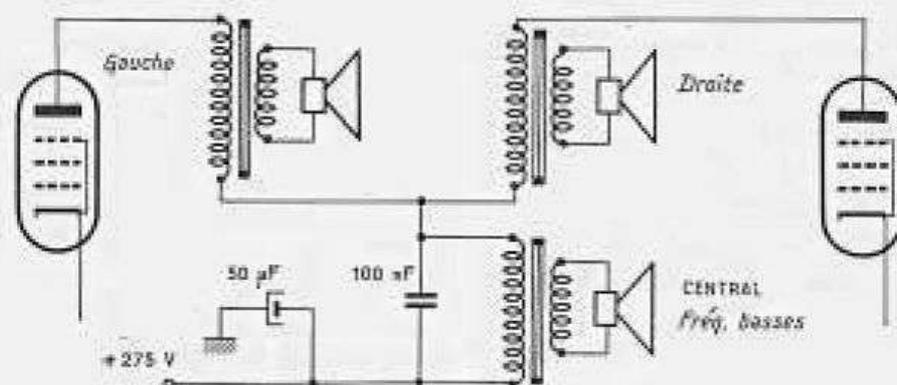


Fig. 16-29. — Branchement d'un haut-parleur central pour fréquences basses.

L'une de ces dispositions est représentée par le schéma simplifié de la figure 16-29. Chaque canal de sortie alimente d'abord un tweeter reproduisant le médium et les aigus, et placé latéralement dans le meuble. Pour élargir la zone d'écoute stéréophonique, ces haut-parleurs peuvent, grâce à des connecteurs spéciaux, être coupés des amplificateurs, et remplacés par des haut-parleurs extérieurs disposés au mieux. L'extrémité inférieure de chacun

EL 95, la fréquence de coupure du circuit du haut-parleur de basses est d'environ :

$$f_c = \frac{159\,000}{10 \times 100\,000} = 0,16 \text{ kHz} = 160 \text{ Hz}$$

valeur relativement basse, assurant un bon découplage entre les fréquences moyennes de chaque canal. Il n'y a donc, à travers l'enroulement commun du transformateur de basses, qu'une très faible diaphonie des fréquences moyennes et élevées.

16-30. — Amplificateur B.F. stéréo utilisé en push-pull monocanal.

La dépense élevée entraînée par les lampes dans la reproduction stéréophonique ne permet guère, dans les appareils de classe moyenne, l'emploi des étages push-pull de sortie montés auparavant en monocanal.

On a donc cherché un moyen de faire travailler en push-pull les lampes finales des deux canaux stéréo, lors de la réception de la radio normale et pour la reproduction des fréquences basses. La figure 16-30 représente un schéma dans lequel une

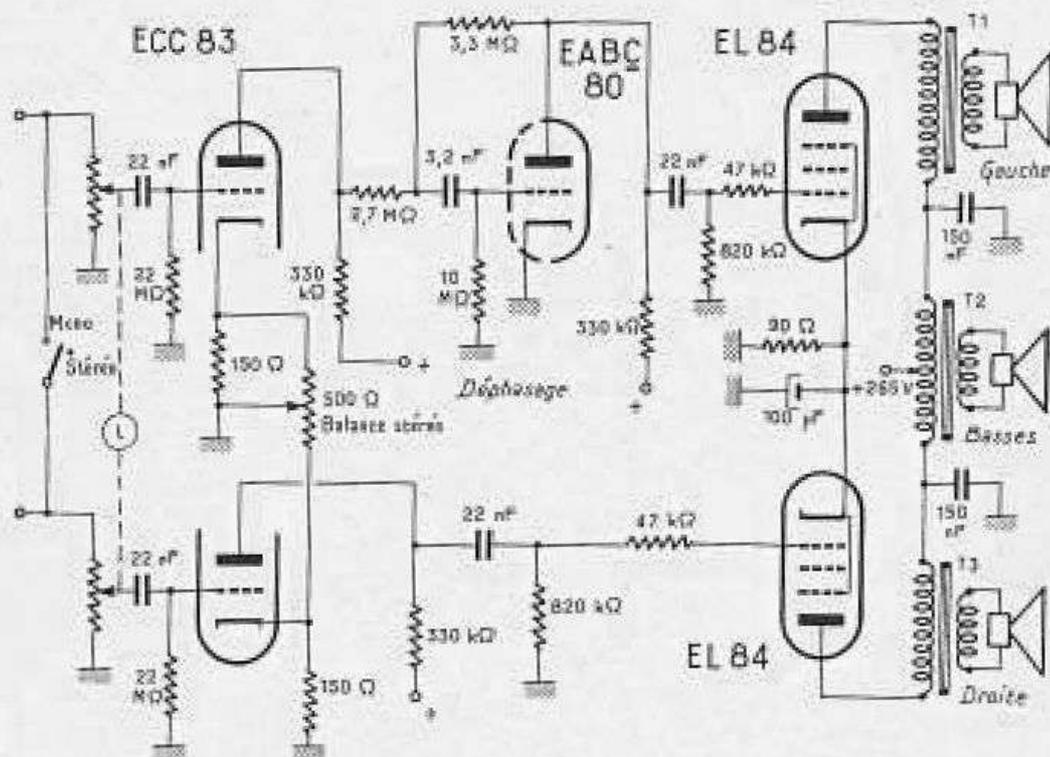


Fig. 14-30. — Amplificateur basse fréquence stéréophonique avec disposition en push-pull pour fréquences basses.

lampe inverseuse de phase connectée dans un des canaux permet d'atteindre ce résultat.

L'amplification de cette inverseuse est ramenée à 1 par le diviseur de tension, formé par les résistances de 2,7 M Ω et de 10 M Ω , connecté dans le circuit de grille, et par la résistance de contre-réaction de 3,3 M Ω . Les deux canaux ont ainsi la même amplification. Les deux lampes sont donc commandées en opposition de phase, et un transformateur de sortie push-pull T₂ alimente un haut-parleur de basses qui, en mono comme en stéréo, donne les notes graves avec une forte amplitude, et

avec les faibles distorsions du montage push-pull.

Par contre, les aigus et le médium sont reproduits en stéréophonie grâce aux transformateurs T₁ et T₃, dont les extrémités « froides » sont, pour les fréquences élevées et moyennes, mises à la masse par deux condensateurs de 0,15 μ F.

La « balance » stéréo est constituée par une contre-réaction d'intensité agissant à volonté sur l'une ou sur l'autre triode d'entrée. Elle est déconnectée en fonctionnement monocanal, afin que l'amplification des deux canaux et la sortie push-pull soient symétriques.

L'alimentation

17-1. — Les différents modes d'alimentation.

Trois modes d'alimentation permettent de différencier trois catégories de récepteurs :

Récepteurs à piles. Leur alimentation, absolument indépendante du secteur, est assurée par des piles sèches, et quelquefois par des accumulateurs rechargeables. Aujourd'hui, ces récepteurs sont presque exclusivement équipés de transistors permettant une consommation extrêmement réduite.

Récepteurs pour secteurs alternatifs. Les tensions nécessaires au fonctionnement sont prélevées au secteur par un transformateur, ce qui permet la création de toutes valeurs de tension désirées, les tensions continues d'anodes obtenues pouvant même être plus élevées que la tension de crête du secteur. Des prises sur l'enroulement primaire permettent l'adaptation aux différentes tensions des secteurs sans modifier celles du secondaire.

Récepteurs tous courants. Dans cette catégorie, les tensions de service sont prises directement sur le secteur, qu'il soit de courant continu ou alternatif. La tension anodique obtenue étant à peu près égale à celle de la source d'alimentation, on ne pourra obtenir sur un secteur de 110 V que la moitié de la tension obtenue sur un secteur de 220 V. Les filaments des lampes sont connectés en série, et une résistance d'appoint adapte l'ensemble à la tension totale du secteur.

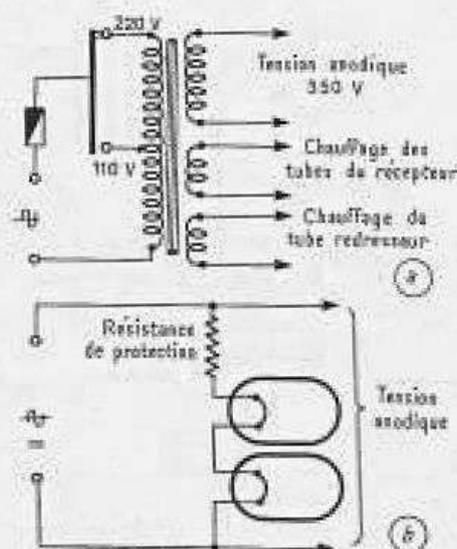


Fig. 17-1. — Différence entre l'alimentation en courant alternatif et l'alimentation dite « universelle » (tous courants).

ALIMENTATION PAR PILES ET BATTERIE

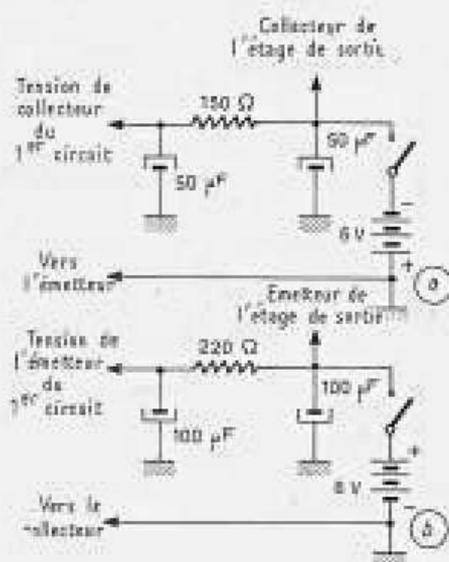


Fig. 17-2. — Différentes mises à la masse des piles dans les récepteurs à transistors.

17-2. — Récepteur à piles.

On rencontre des récepteurs à transistors dans lesquels le pôle positif de la batterie d'alimentation est à la masse (fig. 17-2 a), et d'autres dans lesquels, au contraire, le pôle négatif occupe cette même position (fig. 17-2 b). Dans l'un ou l'autre cas, un condensateur électrochimique de 50 à 1000 μF est toujours connecté en parallèle sur la batterie. Son rôle est d'amortir, lors des fortes pointes dynamiques, les baisses momentanées de la tension aux bornes de la batterie, particulièrement lorsqu'elle commence à s'épuiser. Ce condensateur doit être placé derrière l'interrupteur afin que son courant de fuite ne constitue pas une charge pour la batterie lorsque le récepteur est au repos.

Dans la figure 17-2 a, les collecteurs des transistors de puissance $p-n-p$ sont alimentés directement à partir du pôle négatif de la batterie. Dans la figure 17-2 b, par contre, le pôle positif est relié directement aux émetteurs de l'étage final. Dans les deux cas, la tension destinée aux étages préamplificateurs traverse un filtre R-C (passe-bas), afin d'atténuer les perturbations engendrées par les variations d'intensité du courant des étages de puissance.

Lorsqu'on effectue un dépannage, on observera la polarité de la batterie par rapport à la masse avant de connecter un voltmètre à tension continue. La tension de la batterie elle-même doit être mesurée lorsque l'appareil est en fonctionnement.

17-3. — L'alimentation des lampes batteries.

C'est uniquement par intérêt historique que le principe des récepteurs à lampes batteries est brièvement évoqué ici.

Les filaments étaient généralement alimentés en parallèle par la batterie de chauffage B (fig. 17-3), et quelquefois aussi connectés en série, la tension de la batterie B devant alors être augmentée en conséquence. Mais des circuits d'équilibrage étaient nécessaires dans ce cas, afin d'éviter des perturbations dans la répartition des tensions, du fait du retour des courants anodiques par le circuit des filaments.

L'alimentation des anodes était fournie par une batterie haute tension A, de 45 à 120 V, dont le prix était relativement

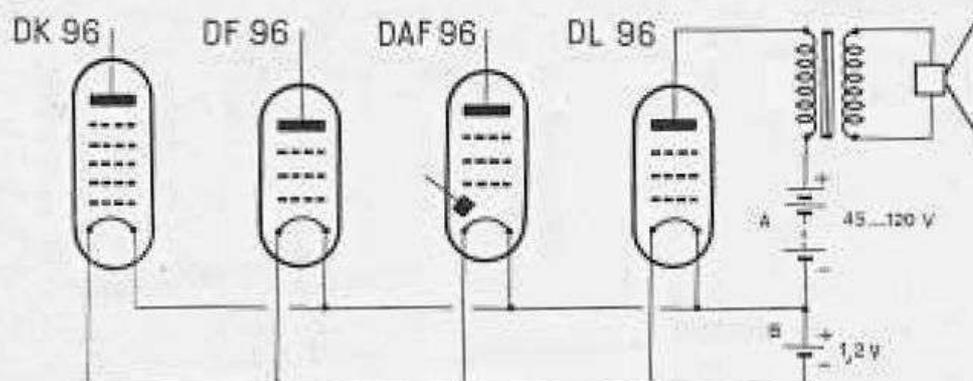


Fig. 17-3. — Lampes à chauffage par batterie alimentées en parallèle.

élevé, et dont la durée variait de 50 à 200 heures.

Un câblage assez complexe, associé à un redresseur ou à un convertisseur, rendait possible le fonctionnement, en appartement, sur le secteur, et en voiture, sur la batterie de bord, afin d'économiser les coûteuses batteries.

Avec l'avènement des transistors, toutes

17-4. — Tension de chauffage des récepteurs pour secteur alternatif.

Les tubes radio et les ampoules d'éclairage de cadran ont la même tension de chauffage. Les filaments sont connectés en parallèle sur un enroulement spécial du transformateur d'alimentation, enroulement dont le point milieu ou l'une des extrémités est relié au pôle négatif de la tension d'anode afin d'éviter les ronflements qui, malgré le chauffage indirect, ne manqueraient pas de se produire. L'intensité totale nécessaire est égale à la somme des courants particuliers à chaque tube. Exemple :

Tubes	Courant de chauffage	Tension de chauffage
ECC 85	0,435 A	6,3 V
ECH 81	0,3	
EF 89	0,2	
EABC 80	0,45	
EL 84	0,76	
Deux ampoules de cadran de chacune 0,3	0,6	
Total :	2,745 A	6,3 V

ces difficultés se sont évanouies. Le coût des piles nécessaires aux appareils actuels, étant donné leur basse tension, est réduit, tandis que leur durée est portée à plusieurs centaines d'heures de fonctionnement.

Avec les transistors, la coûteuse technique d'adaptation au secteur ne paie plus guère, et les problèmes dans le domaine de l'alimentation se simplifient.

TENSION DE CHAUFFAGE POUR ALIMENTATION-SECTEUR

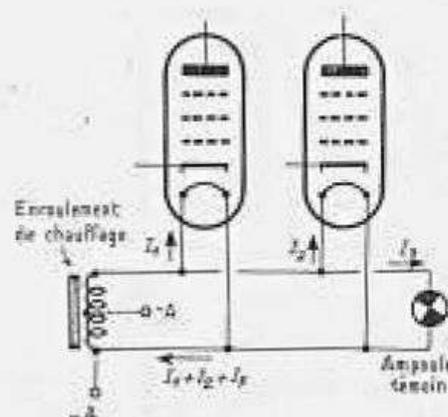


Fig. 17-4. — Circuit de chauffage dans un récepteur pour courant alternatif.

L'enroulement de chauffage devra donc être calculé pour 6,3 V et 3 A, et la puissance dissipée sera de :

$$P = 6,3 \times 2,745 = 17,3 \text{ W.}$$

17-5. — Circuit de chauffage des récepteurs « tous courants ».

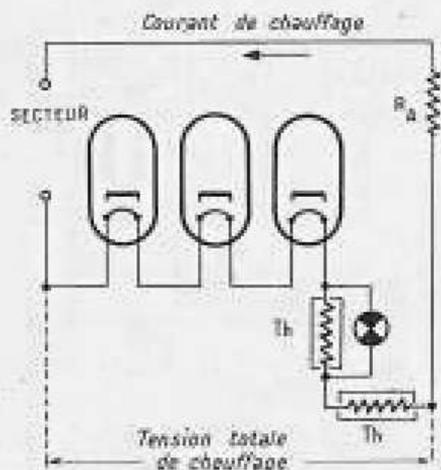


Fig. 17-5. — Exemple de mise en série des filaments des tubes, du filament de la lampe d'éclairage du cadran et de la résistance variable de réglage.

EXEMPLE :

Tubes	Tension de chauffage	Intensité de chauffage
UCC 85	26,0 V	0,1 A
UCH 81	19,0	
UF 89	12,6	
UABC 80	28,5	
UL 84	45,0	
Lampes de cadran	18,0	
Total :	149,1 V	

Les lampes doivent avoir un courant de chauffage d'égale intensité. Leurs filaments, les ampoules de cadran et une résistance d'appoint sont connectés en série aux bornes mêmes du secteur. Les ampoules de cadran, plus sensibles aux pointes de tension de la mise en service, sont protégées par une thermistance à forte résistance à froid (fig. 2-3 b), également mise en série dans le circuit. Afin que le récepteur puisse continuer à fonctionner lorsqu'une de ces ampoules vient à « griller », une seconde thermistance est connectée en parallèle sur elles (fig. 17-5). N'étant normalement soumise qu'à la tension de chauffage de l'ampoule (ou des ampoules), cette thermistance n'est parcourue que par un faible courant, et elle reste froide. Mais si une ampoule vient à brûler, elle est alors traversée par le courant de chauffage total, ce qui amène son échauffement. Sa résistance diminue, le courant reprend son intensité si rapidement que l'audition n'est pas interrompue.

Dans les récepteurs à nombre de lampes élevé, et lorsque la tension d'alimentation est basse (secteur 110 V), deux circuits de chauffage en parallèle sont nécessaires.

Calcul des circuits de chauffage. Les tensions des lampes, des ampoules de cadran et des thermistances additionnées donnent la tension totale. La différence entre cette tension et celle du secteur doit être couverte par la résistance d'appoint R_A . Lorsque la tension obtenue est déjà élevée, la thermistance peut suffire comme résistance d'appoint.

$$R_A = \frac{\text{Tension d'alimentation} - \text{Tension de chauffage totale}}{\text{Courant de chauffage}}$$

$$R_A = \frac{220 - 149,1}{0,1} = \frac{70,9}{0,1} = 709 \Omega$$

Puissance dissipée dans la résistance R_A :

$$P = U \times I = 70,9 \times 0,1 = 7,09 \text{ W}$$

17-6. — Ordre de mise en série des filaments.

Malgré le chauffage indirect, lorsque les filaments sont à un potentiel élevé par rapport au pôle négatif de la haute tension, le courant de chauffage donne naissance à

un rayonnement parasite, afin qu'aucune oscillation parasite ne puisse être rayonnée. Il faut donc qu'aucune perturbation n'émane du filament de la lampe.

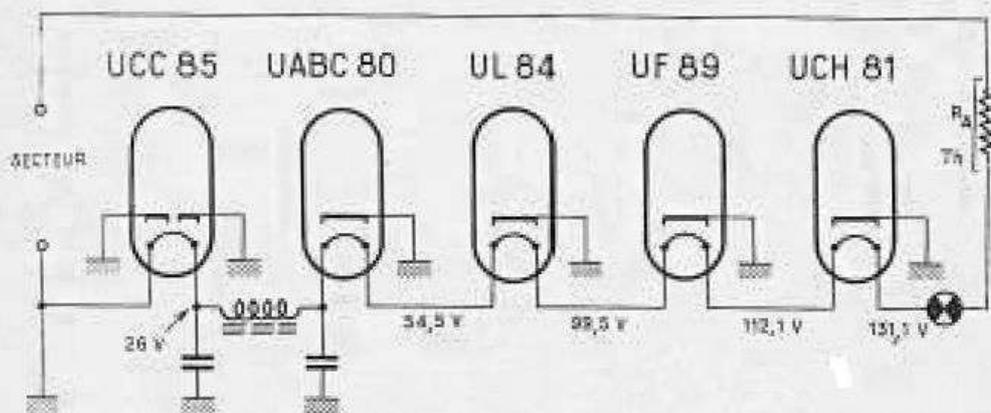


Fig. 17-6. — Exemple chiffré de filaments mis en série.

un ronflement. Les lampes les plus sensibles doivent donc être placées au début du circuit de chauffage, de façon que la tension de ronflement qui leur est transmise soit le plus faible possible, car elle est amplifiée par les étages suivants.

Dans les récepteurs comportant la bande V. H. F., l'étage le plus critique à ce point de vue est le préamplificateur V. H. F., qui doit être soigneuse-

C'est pourquoi celui-ci est souvent placé en tête du circuit de chauffage. Egalement très sensible aux ronflements, le préamplificateur B. F. doit être mis en seconde position.

La figure 17-6 montre bien que, dans un récepteur tous courants, une tension élevée existe entre filaments et cathodes.

Dans la pentode UCH 81, elle est d'environ 120 V.

17-7. — Circuit de chauffage « tous courants » pour secteur 110 ou 220 V.

Lorsque la commutation est en position 110 V, deux circuits de chauffage sont prévus. Le schéma de la figure 17-7 montre que dans l'un d'eux se trouvent les quatre tubes suivants : UABC 80, UCH 81, UCC 85, et UL 84, totalisant environ 100 V de tension de chauffage. Le second comporte l'étage F. I., représenté par l'UF 89, le tube redresseur UY 85 et les ampoules servant à l'éclairage du cadran avec leur thermistance de protection contre les pointes causées par la mise en service.

L'anode du tube redresseur est toujours soumise à la tension totale du secteur, de façon que, sur 220 V, la puissance

entière du tube final puisse être utilisée. Mais, à cette tension, la faible résistance interne de l'UY 85 oblige à prévoir une résistance d'amortissement de 90 Ω dans le circuit d'anode, afin d'éviter, lors des pointes de tension, une émission cathodique trop violente.

La commutation sur les différents secteurs s'effectue par changement de plaquettes à bornes, dont les liaisons sont représentées en bas à gauche de la figure 17-7.

Bien que sur les secteurs à courant continu le redresseur ne soit plus néces-

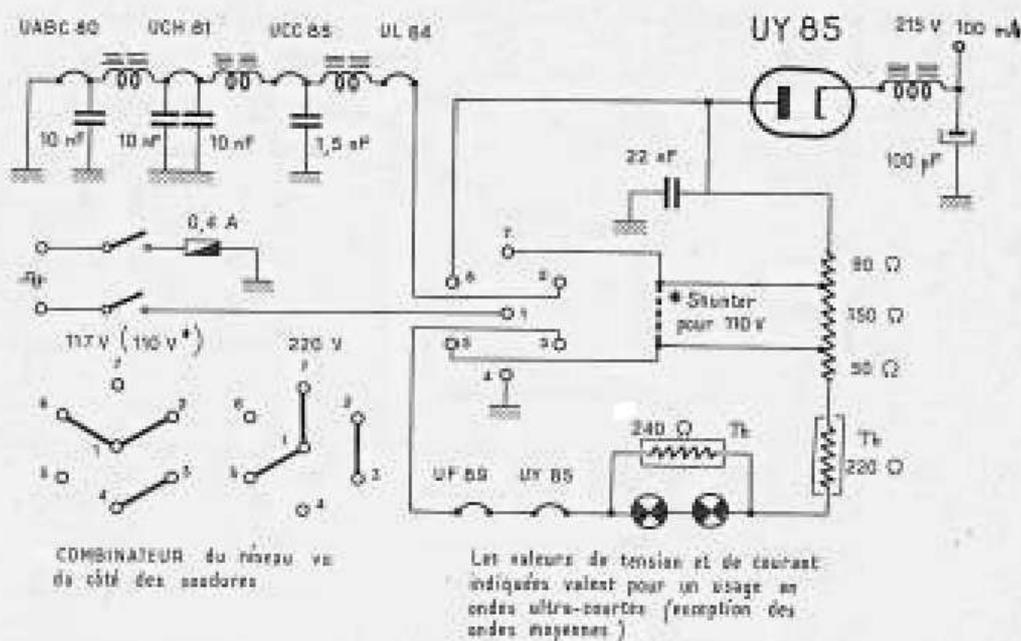


Fig. 17-7. — Commutation pour différentes tensions de réseau.

saire, il reste cependant en circuit, car il protège alors les condensateurs électrochimiques des inversions de polarité

pouvant être produites par le mauvais branchement de la prise de courant.

REDRESSEURS D'ALIMENTATION



Fig. 17-8. — Diagramme pour la production de tension anodique par redresseur, et circuit de filtrage.

17-8. — Diagramme de principe.

Les tensions de service des récepteurs à transistors, et la tension anodique des appareils à lampes, sont obligatoirement des tensions continues, obtenues, lors de l'alimentation sur un secteur alternatif, par redressement d'une ou des deux alternances. La valeur de la tension continue produite est alors bien souvent supérieure à la valeur efficace de la tension alternative, à cause du premier condensateur de filtrage qui se charge à la valeur de crête.

Un filtre LC élimine ensuite la tension résiduelle de ronflement, et la tension redressée peut alors être appliquée aux anodes, ou aux collecteurs.

17-9. — Grandeur de la tension de ronflement.

La grandeur moyenne de la tension de ronflement aux bornes du premier condensateur de filtrage se calcule de la manière indiquée dans les paragraphes 5-20 et

5-23. Cette valeur est ensuite réduite par le filtre LC suivant, en fonction de son coefficient de filtrage α , d'après les relations données au paragraphe 3-36 et au paragraphe 3-39. Exemples :

a) Redressement d'une seule alternance :

$C_1 = C_2 = 32 \mu\text{F}$, $R = 1 \text{ k}\Omega$, $I = 15 \text{ mA}$.

Tension de ronflement aux bornes de C_1

$$= \frac{4,5 \times 15}{32} = 2,11 \text{ V.}$$

Coefficient de filtrage α

$$= \frac{50 \times 1 \times 32}{159} = 10,1.$$

Tension de ronflement aux bornes de C_2

$$= \frac{2,11}{10,1} = 0,21 \text{ V.}$$

b) Redressement des deux alternances :

$C_1 = C_2 = 32 \mu\text{F}$, $L = 5 \text{ H}$, $I = 50 \text{ mA}$.

Tension de ronflement aux bornes de C_2

$$= \frac{2,1 \times 50}{32} = 3,28 \text{ V.}$$

Coefficient de filtrage α

$$= \frac{100^2 \times 5 \times 32}{25\ 350} = 63$$

Tension de ronflement aux bornes de C_2

$$= \frac{3,28}{63} = 0,052 \text{ V.}$$

Ces chiffres représentent des valeurs efficaces ; les valeurs de crête sont plus élevées. De toutes façons les dispersions des caractéristiques apportent des perturbations plus importantes que ne les font apparaître les valeurs de tensions ci-dessus.

La tension de ronflement se mesure aux points A et B (fig. 17-9), à l'aide d'un voltmètre pour tension alternative à forte résistance interne, avec un condensateur de $0,5 \mu\text{F}$ connecté en série. Elle s'élève généralement à 3 et jusqu'à 10 V au point A, et à 0,05 jusqu'à 1 V au point B. Utiliser d'abord la gamme de mesure la plus élevée afin d'éviter la surcharge de l'appareil par la pointe du courant de charge du condensateur de protection.

17-10. — Redresseurs en « pont ».

La supériorité des montages en pont (fig. 5-22) les a fait adopter dans beaucoup de récepteurs comportant un transformateur d'alimentation. Dans les appareils à lampes, on adopte le filtrage R-C, plus

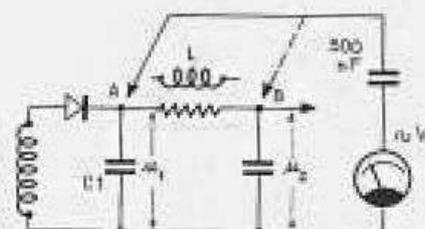


Fig. 17-9. — Mesure de la tension de ronflement, sur le condensateur de charge et sur le condensateur de filtre.

Fig. 17-10. — Circuits redresseurs.

a) Redressement de la tension du réseau et distribution de la tension continue.

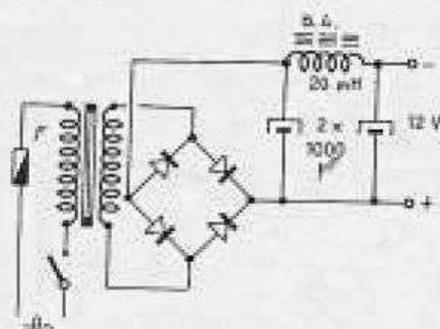
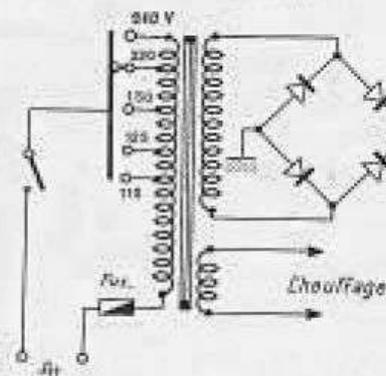
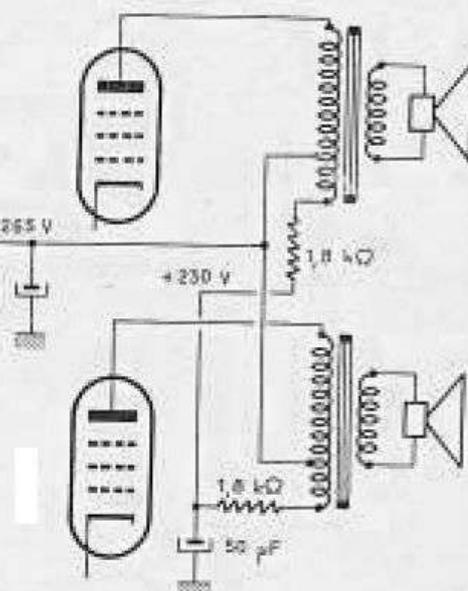


Fig. 17-10 b. — Redresseur de la tension du réseau pour amplificateur à transistors.



économique (fig. 3-36), en prévoyant une compensation du ronflement par un enroulement du transformateur de sortie (fig. 17-10 a), procédé déjà mentionné dans le paragraphe 16-14.

Pour l'alimentation des amplificateurs à transistors, toutefois, on utilise un filtrage L C (fig. 17-10 b), un filtre à résistance provoquant une chute de tension trop forte lorsque la consommation s'élève.

CONVERTISSEURS

17-11. — Convertisseur à vibreur.

Pour les récepteurs de voiture entièrement équipés de lampes, une tension anodique de 200 à 250 V est obtenue à partir de la batterie de démarrage du moteur à l'aide d'un convertisseur à vibreur, dont la figure 17-11 a montre le principe.

La basse tension continue de la batterie (6 ou 12 V) est « hachée » par le vibreur, et transformée en une tension rectangulaire ou trapézoïdale. C'est donc une tension alternative qui est transmise au transformateur-élévateur, à la sortie duquel elle atteint environ 250 V. Elle est ensuite redressée et filtrée, et il en résulte, enfin, la tension continue d'anode de la valeur souhaitée.

La partie la plus importante du convertisseur est le vibreur, représenté schéma-

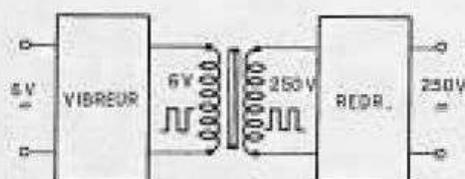


Fig. 17-11 a. — Principe du vibreur.

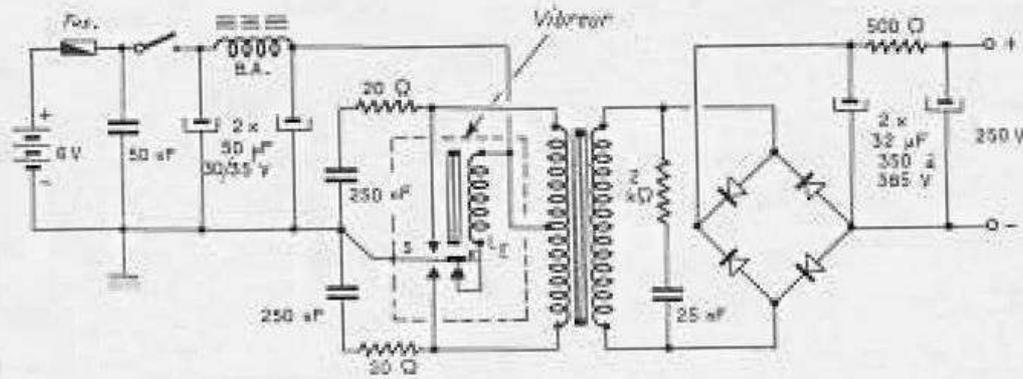


Fig. 17-11 b. — Disposition de l'alimentation d'un auto-radio équipé de tubes.

tiquement dans le rectangle délimité par les traits en pointillé de la figure 17-11 a. Il est constitué par une lamelle de contact oscillante S et par un bobinage d'excitation L_E relié au contact K. L'ensemble correspondant, en somme, à une sonnette électrique. La légère lamelle du contact central entre en oscillation, et met alternativement le pôle de la batterie relié à la masse en liaison avec les extrémités inférieure et supérieure de l'enroulement primaire du transformateur, dont la prise

médiane est connectée au pôle positif de la batterie. Une tension alternative de forme trapézoïdale prend naissance dans l'enroulement, tension qu'il est possible désormais d'augmenter et de redresser ensuite.

Un filtrage sérieux est nécessaire pour réduire au minimum les perturbations que créent les étincelles produites par le « hachage » du courant continu par le contact oscillant. Ces inévitables parasites ne doivent en aucun cas parvenir au récepteur, d'où ils seront rayonnés par l'antenne.

17-12. — Convertisseur à un transistor.

Si, dans un superhétérodyne de voiture, on remplace les lampes de puissance, incommodes à cause de leur alimentation en courant anodique, par des transistors, on peut réduire la tension d'anode des étages précédents à 100 V, tandis que la consommation diminue notablement.

La puissance continue nécessaire peut alors être facilement fournie, à partir de la batterie du bord, par un convertisseur à transistor, monté en oscillateur à réaction inductive. La tension alternative produite est ensuite élevée par le transformateur, dont une partie du primaire constitue

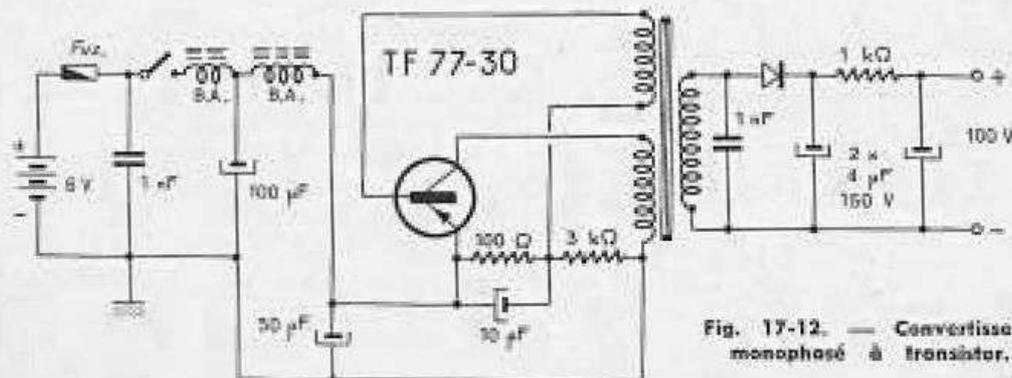


Fig. 17-12. — Convertisseur monophasé à transistor.

l'enroulement de réaction. On obtient ainsi, après redressement et filtrage, une tension continue d'environ 100 V.

La fréquence d'oscillation de ce convertisseur à un transistor peut être choisie beaucoup plus élevée que celle d'un vibreur, d'où une moindre dépense pour le filtrage. Mais son grand avantage est sa durée considérablement plus longue, les contacts mécaniques des vibreurs étant souvent sujets à des défaillances.

17-13. — Convertisseur push-pull à transistors.

Pour de plus grandes puissances, par exemple pour l'alimentation d'amplificateurs équipés de tubes à partir de la batterie d'une voiture publicitaire, on emploie un convertisseur constitué par un étage push-pull à transistors.

A cette fin, on peut connecter en paral-

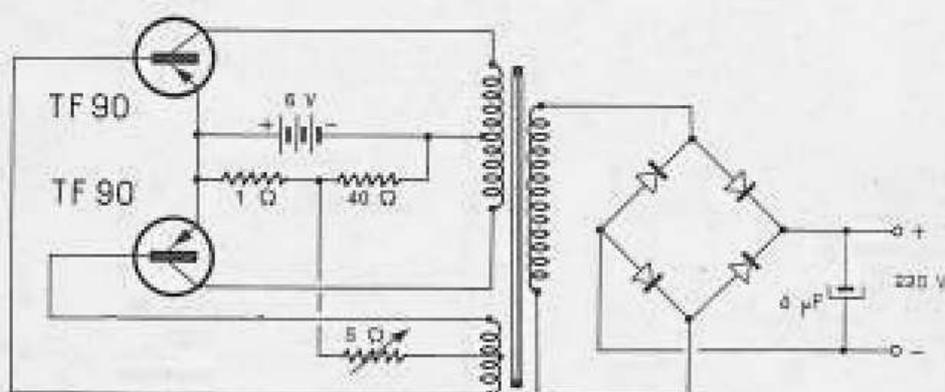


Fig. 17-13. — Convertisseur biphasé à transistors.

lèle deux convertisseurs à un étage simple analogues au précédent, avec un bobinage commun. Le montage représenté dans la figure 17-13 peut fournir une puissance de 50 W, avec une tension de 220 V. La fréquence d'oscillation étant de 200 Hz, la tension résiduelle de ronflement, dont la fréquence est de 400 Hz après redressement des deux alternances par un montage en pont, est très faible, et un condensateur de 4 μ F assure déjà un bon filtrage.

L'automatisme dans les récepteurs modernes

Les appareils à l'avant-garde du progrès comprennent souvent un dispositif automatique de recherche des stations et d'accord sur une station déterminée.

Mais les montages employés par les différentes firmes s'écartent tellement les uns des autres, qu'il n'est possible d'en donner ici qu'un court aperçu.

18-1. — Principe de fonctionnement.

Il est assez difficile, pour des profanes, d'accorder exactement un récepteur sur la véritable fréquence porteuse d'un émetteur, même lorsqu'ils disposent d'un indicateur visuel.

Le réglage de l'oscillateur local, au cours du temps, et sous des influences diverses, peut avoir « glissé » suffisamment pour rendre l'accord exact instable. Or, dans les appareils sélectifs, un accord inexact entraîne une mauvaise reproduction.

C'est pourquoi, dans les récepteurs à accord automatique, le réglage du circuit d'oscillateur est automatiquement corrigé au moindre écart de l'accord, de façon qu'il conserve rigoureusement la fréquence correcte.

Les désaccords du circuit d'entrée du préamplificateur ne sont généralement pas corrigés, car cela nécessiterait une dépense élevée, d'autant plus que ces désaccords n'ont guère d'influence sur la qualité de la reproduction, si ce n'est qu'ils introduisent parfois des interférences supplémentaires avec des émetteurs puissants voisins en fréquence de l'accord.

ACCORD AUTOMATIQUE

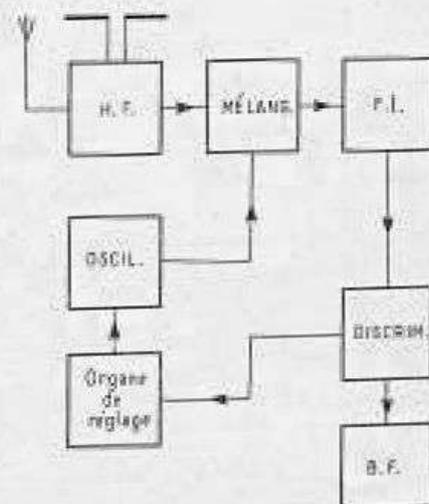


Fig. 18-1. — Diagramme d'un dispositif pour réglage précis automatique.

Principe du dispositif. — Lorsque l'accord de l'oscillateur est faux, la fréquence intermédiaire est ou trop élevée, ou trop basse. A l'aide d'un détecteur F. M., détecteur de rapport, ou *discriminateur*, on peut créer une tension continue qui, pour un désaccord dans un sens acquiert un potentiel positif, et dans l'autre sens, un potentiel négatif, car la polarité de la tension détectée par un démodulateur F. M. dépend du sens de l'écart de fréquence (courbe en S

de la figure 14-8).

Cette tension de « poursuite » commande un « dispositif d'accord », qui règle à nouveau l'oscillateur sur sa fréquence exacte. La tension de régulation ne doit pas dépasser une valeur déterminée, de façon qu'elle ne reste efficace que pour une seule émission.

Ce principe était déjà connu avant 1939, et il fut, à cette époque, employé pratiquement sur quelques appareils.

18-2. — La diode comme organe d'accord.

L'organe d'accord était autrefois une lampe ordinaire. Actuellement, on utilise de préférence des diodes, exploitées en sens de non-conduction, dont la capacité varie avec la tension de polarisation (fig. 5-9 c).

L'accord automatique, aujourd'hui nommé plus couramment *commande automatique de fréquence*, ou C. A. F., est très facile à réaliser en V. H. F. (fig. 18-2). L'organe d'accord est ici la diode au silicium OA 200, qui est connectée, en série avec un condensateur de 3 pF, en parallèle sur le bobinage oscillateur. Elle est, à partir de la haute tension, pola-

risée en sens inverse, à + 8 V par une résistance de 30 M Ω .

Lorsque la fréquence intermédiaire s'écarte, par exemple vers une fréquence plus élevée, une tension négative est créée dans le discriminateur, et la tension inverse appliquée à la diode diminue. La capacité de celle-ci augmente, et la fréquence d'oscillation s'abaisse jusqu'à ce qu'elle ait atteint à nouveau la valeur exacte.

Ce circuit maintient l'accord accroché sur un émetteur puissant déterminé dans une plage de dérive de ± 300 kHz. Il permet d'accrocher un émetteur lorsqu'on s'approche à ± 150 kHz de sa fréquence.

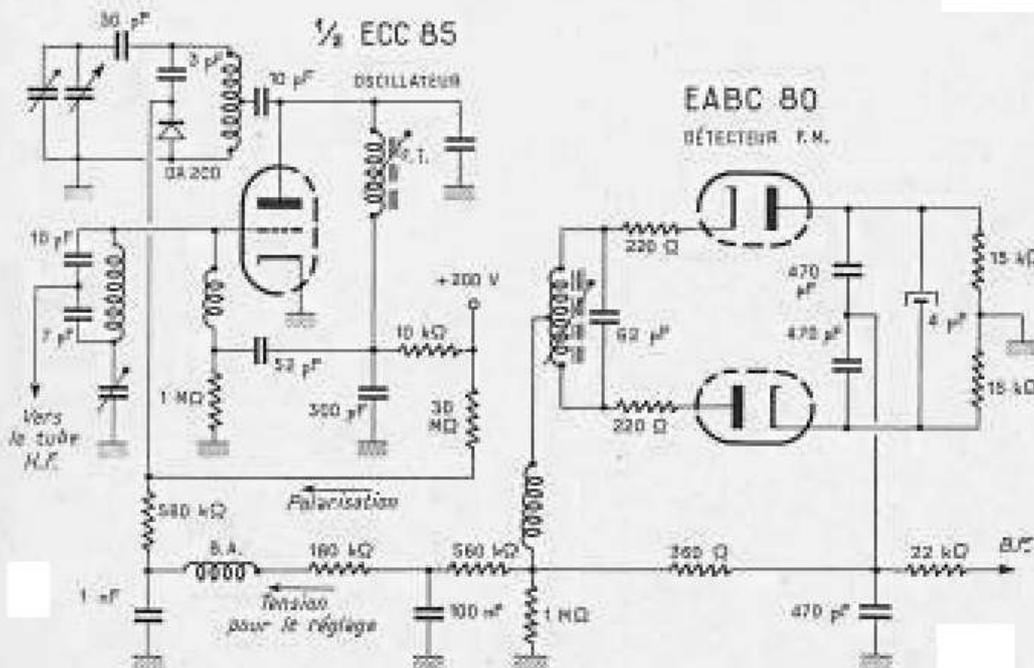


Fig. 18-2. — Accord automatique par diode de réglage.

La capacité de la diode OA 200 en sens inverse varie, entre -8 V et -4 V , de 3 à 4 pF. En liaison avec le condensateur

fixe de 3 pF, les variations de la capacité totale ne dépassent pas quelques dixièmes de picofarad.

18-3. — Accord automatique magnétique en V.H.F.

Une solution absolument différente, en ce qui concerne l'organe d'accord, est employée par la firme *Blaupunkt*. Le

proprement dit, connecté en parallèle sur le bobinage oscillateur, qui est donc accordé par variation de self-induction.

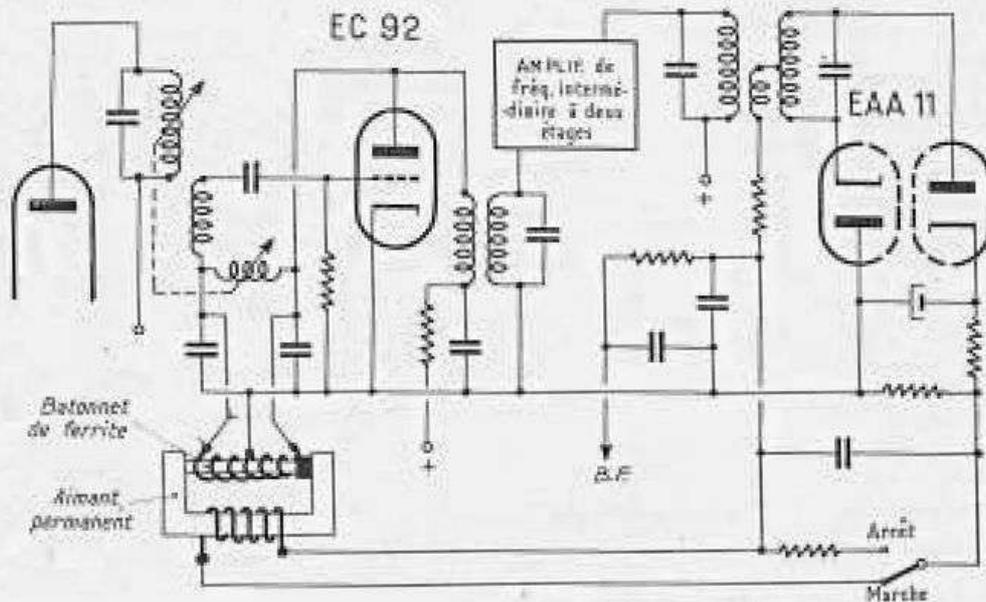


Fig. 18-3. — Réglage automatique magnétique dans la bande des ondes ultra-courtes.

courant de commande automatique émane toujours d'un discriminateur, mais il est transmis à un petit électro-aimant, dans le circuit magnétique duquel sont placés en série un bâtonnet de ferrite et un aimant permanent (fig. 18-3).

La perméabilité de ce bâtonnet dépend du flux total des deux aimants. Il supporte l'enroulement d'accord complémentaire

Dès que la fréquence intermédiaire s'écarte de sa valeur normale, un courant, négatif ou positif suivant la direction du désaccord, circule dans l'électro-aimant, et la variation de self-induction qui en résulte corrige de la sorte la fréquence de l'oscillateur.

Le même principe est utilisé dans les téléviseurs *Grundig*.

RECHERCHE AUTOMATIQUE DES STATIONS

18-4. — Recherche par moteur asservi.

On trouve dans des appareils construits par la firme *Saba*, un dispositif de recherche

des stations par moteur asservi.

Pour obtenir la commande de ce moteur,

une tension est prélevée sur le dernier étage F. I. Transmise à la grille d'une modulatrice, elle est modulée à la fréquence du secteur (50 hertz), et amplifiée. Puis, elle parvient à un discriminateur, monté de façon à fonctionner également sur 10,7 MHz et sur 472 kHz sans commutation. Dans ce discriminateur, une tension de modulation proportionnelle à la fréquence porteuse prend maintenant naissance de façon classique.

Cette tension de commande est à nouveau amplifiée par une seconde lampe, dans le circuit d'anode de laquelle est connecté l'enroulement du moteur commandé. Celui-ci agit par une transmission convenable sur l'ensemble du bloc d'accord, et tourne, dans la direction tendant à réduire le désaccord, jusqu'à ce que les condensateurs variables soient sur l'accord exact. La précision de cet accord est supérieure

à celle obtenue par commande manuelle. Enfin, dans ce dispositif ce n'est pas seulement l'accord de l'oscillateur qui est commandé, mais aussi celui du circuit d'entrée.

Une pression sur une touche met le moteur en marche à la recherche d'un accord sur la gamme tout entière. Lorsqu'un émetteur est rencontré, la recherche s'arrête, et la commande automatique achève l'accord. Si le programme ne plaît pas, une légère pression sur la touche remet le moteur en marche jusqu'à l'émetteur suivant.

Afin d'éviter tout bruit désagréable, une commutation coupe l'amplificateur B. F. au cours des recherches et des réglages. Le dispositif peut être commandé à distance à l'aide d'un câble. Enfin, un second moteur peut permettre également à distance le réglage de la puissance sonore.

18-5. — Récepteur de voiture à recherche automatique des stations.

Dans différents modèles de récepteurs de voiture, un dispositif mécanique assure la recherche des stations et l'accord automatiques, ce qui est particulièrement agréable dans un véhicule en marche, où l'accord manuel est obligatoirement très malaisé.

L'accord est effectué par une lame de ressort tendue par un puissant électro-aimant. La détente de ce ressort entraîne le déplacement des noyaux des bobinages du variomètre suffisamment pour couvrir toute une gamme. La vitesse de ce déplacement est ralentie par un dispositif d'échappement, qui arrête le mouvement des noyaux dès qu'un émetteur puissant est rencontré. Une nouvelle pression sur la touche de commande le remet en route. Lorsque l'aiguille indicatrice est parvenue à l'extrémité du cadran, un contact particulier déclenche à nouveau l'excitation de l'électro-aimant, le ressort se tend, les noyaux des bobinages retombent à leur

position de départ, et le jeu recommence.

D'autres récepteurs auto ont un clavier comportant des touches correspondant à des positions pré-réglées sur des émetteurs déterminés, grâce à une combinaison de commutation de gammes d'ondes et d'accord mécanique. Une pression sur l'une de ces touches connecte la gamme désirée, et donne, en même temps l'accord pré-établi et fixe sur un émetteur.

Les stations correspondant à ces réglages fixes sont donc toujours retrouvées par une simple pression sur une touche.

En résumé, les schémas des appareils comportant ce genre de circuits sont très complexes, et sans indications des constructeurs il est difficile de s'y retrouver. Cependant, avec des connaissances de base approfondies, du niveau de celles qu'il est possible d'acquérir dans cet ouvrage, on peut parfaitement se mettre au courant des particularités de ces montages.

La radiodiffusion stéréophonique

La stéréophonie radiodiffusée n'est possible actuellement qu'avec deux émetteurs et deux récepteurs différents. Cependant, il existe divers procédés de modulation stéréophonique par un seul émetteur.

Un de ces procédés doit être choisi au cours de conférences internationales, et proposé pour l'établissement de stations permettant l'écoute dans les différents pays et, par conséquent, la construction d'appareils pouvant être exportés.

Ce procédé devra également, et de la manière la plus simple possible, permettre l'agencement supplémentaire des récepteurs normaux. De plus, les émissions stéréophoniques devront être compatibles avec les émissions de radio ordinaires.

Les deux paragraphes suivants donnent, très succinctement, quelques solutions pour récepteurs de radiodiffusion stéréophonique.

19-1. — Stéréophonie par double modulation d'un émetteur.

Dans ce procédé, conçu par le Docteur Griese, le canal stéréo A est modulé normalement à la fréquence habituelle de modulation de 30 Hz à 15 kHz, tandis que les fréquences correspondant au second canal stéréo B sont transmises à un étage oscillateur-mélangeur, et changées en une bande de fréquences ultra-sonores de 30 - 50 kHz. Ce procédé est connu et employé en télé-

phonie à fréquences porteuses. La bande correspondant au canal B module ensuite la même fréquence porteuse de l'émetteur.

Le récepteur correspond à peu près à un récepteur V. H. F. normal. Mais le premier étage B. F. doit avoir une bande passante de 50 kHz. A la sortie de cet étage, un filtre passe-bas sépare le canal A (30 Hz à 15 kHz), qui est amplifié, et

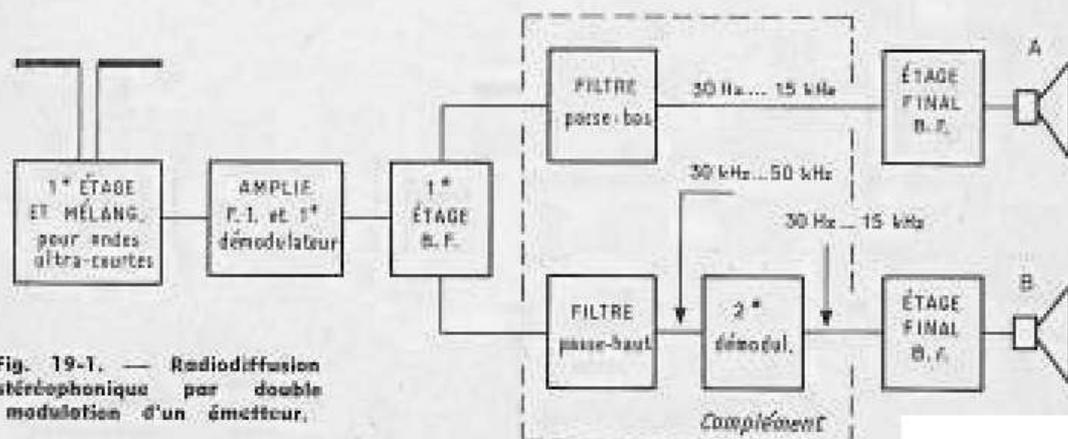


Fig. 19-1. — Radiodiffusion stéréophonique par double modulation d'un émetteur.

transmis au haut-parleur correspondant.

Parallèlement, un filtre passe-haut livre passage à la fréquence de 30 - 50 kHz du canal B, qui, par un démodulateur spécial, est ramenée à 30 Hz - 15 kHz, amplifiée,

et transmise au second haut-parleur.

Supplément de dépense par rapport à un récepteur actuel comportant un amplificateur B. F. stéréo : deux filtres et un démodulateur.

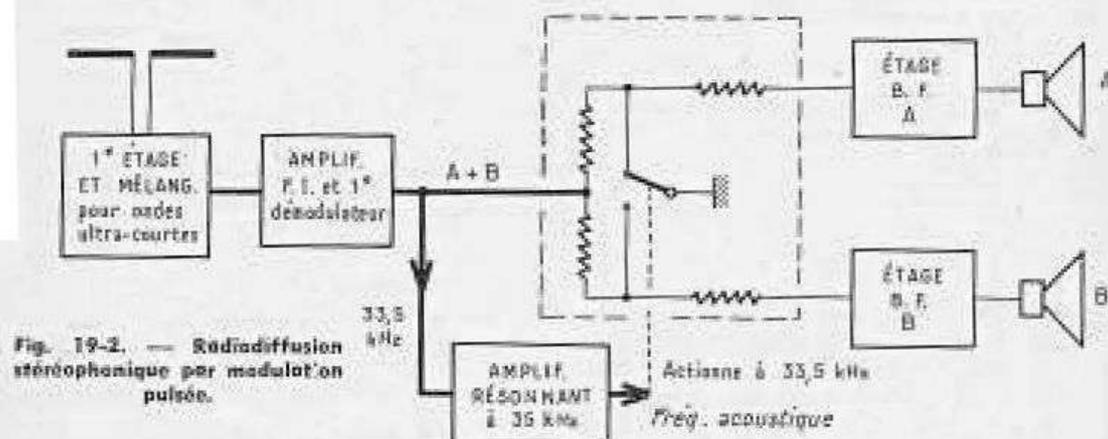
19-2. — Stéréophonie par modulation alternée d'un émetteur.

La modulation de l'émetteur est, dans ce procédé, soumise à des impulsions d'échantillonnage d'une fréquence supérieure à celle de la bande audio, par exemple 33,5 kHz, de façon que, durant les alternances positives de ces impulsions, c'est-à-dire durant $1\ 000\ 000/33\ 500 = 30$ microsecondes (μs), il soit modulé par les informations provenant du canal A, et durant les alternances négatives, par celles du canal B. Les deux informations sont à nouveau séparées dans les récepteurs, et transmises aux canaux B. F.

La modulation de chacun des canaux est donc, théoriquement, hachée par des impulsions suivant des pauses de 30 μs .

dage.

La partie V. H. F., l'amplificateur F. I., et le démodulateur du récepteur correspondent à ceux d'un appareil normal, mais la bande passante doit être au moins de 33,5 kHz. Après le démodulateur, les signaux A + B sont transmis à l'étage commutateur. La fréquence des impulsions d'échantillonnage est filtrée par un circuit oscillant, puis amplifiée. Elle commande alors le commutateur de façon que, durant 30 μs , le canal B. F., A ou B (c'est-à-dire celui pour lequel il n'y a pas de modulation à cet instant) soit mis à la masse (fig. 19-2). Ainsi, les deux canaux reçoivent toujours leur modulation res-



Cet ensemble de pointes et de creux est aplani par un filtre, et l'oreille n'entend qu'une fidèle reproduction stéréophonique.

En dehors de l'émission stéréo, la fréquence des impulsions d'échantillonnage à 33,5 kHz est également transmise, car, à la réception, elle est nécessaire au déco-

pective au moment exact.

Naturellement, le commutateur n'est pas mécanique, mais électronique. Il est constitué par deux diodes à cristal qui, commandées par les alternances de la fréquence d'impulsions, sont exploitées alternativement en sens direct, ou en sens inverse.

19-3. — Le procédé stéréophonique F.M. américain.

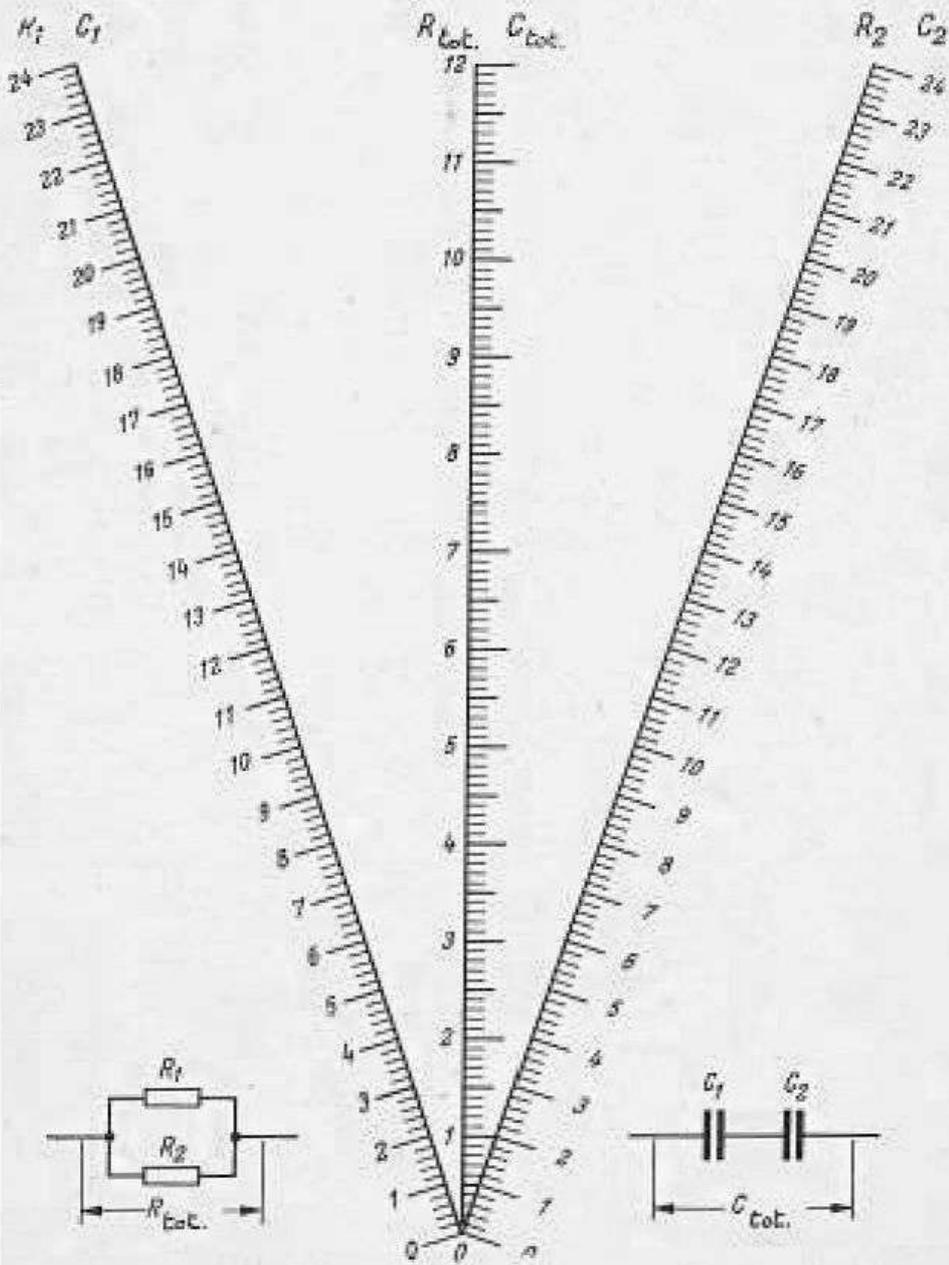
En 1961, un procédé de radio-stéréophonie en F. M. pour un émetteur V. H. F., a été introduit aux Etats-Unis. Il emploie une porteuse principale qui est modulée avec la somme des signaux A + B, et une

sous-porteuse de 38 kHz, surmodulée par la différence des signaux A - B.

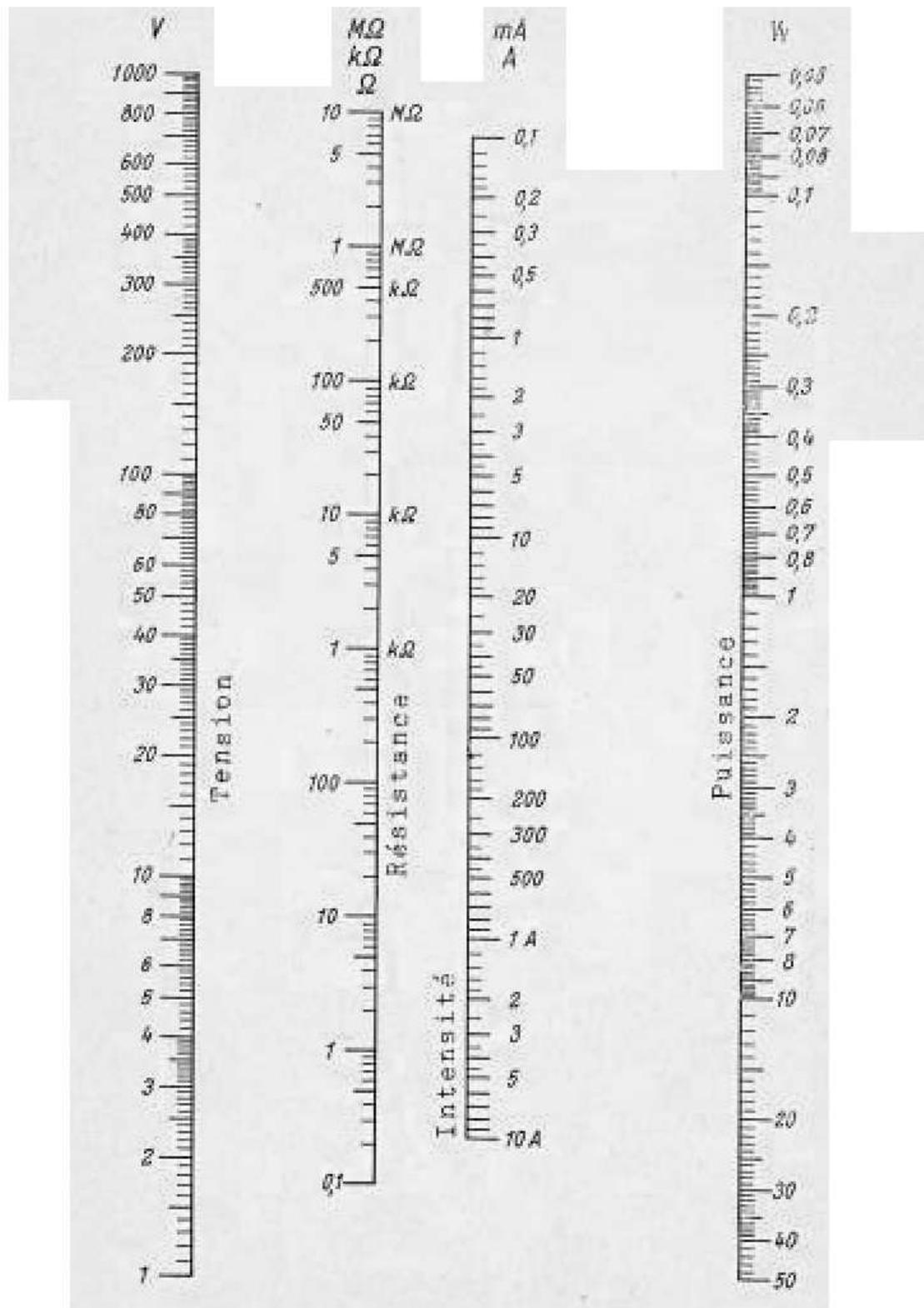
Ce procédé a d'ailleurs toutes les chances d'être adopté en Europe. Depuis 1963, il est utilisé par la radiodiffusion allemande.

Annexes

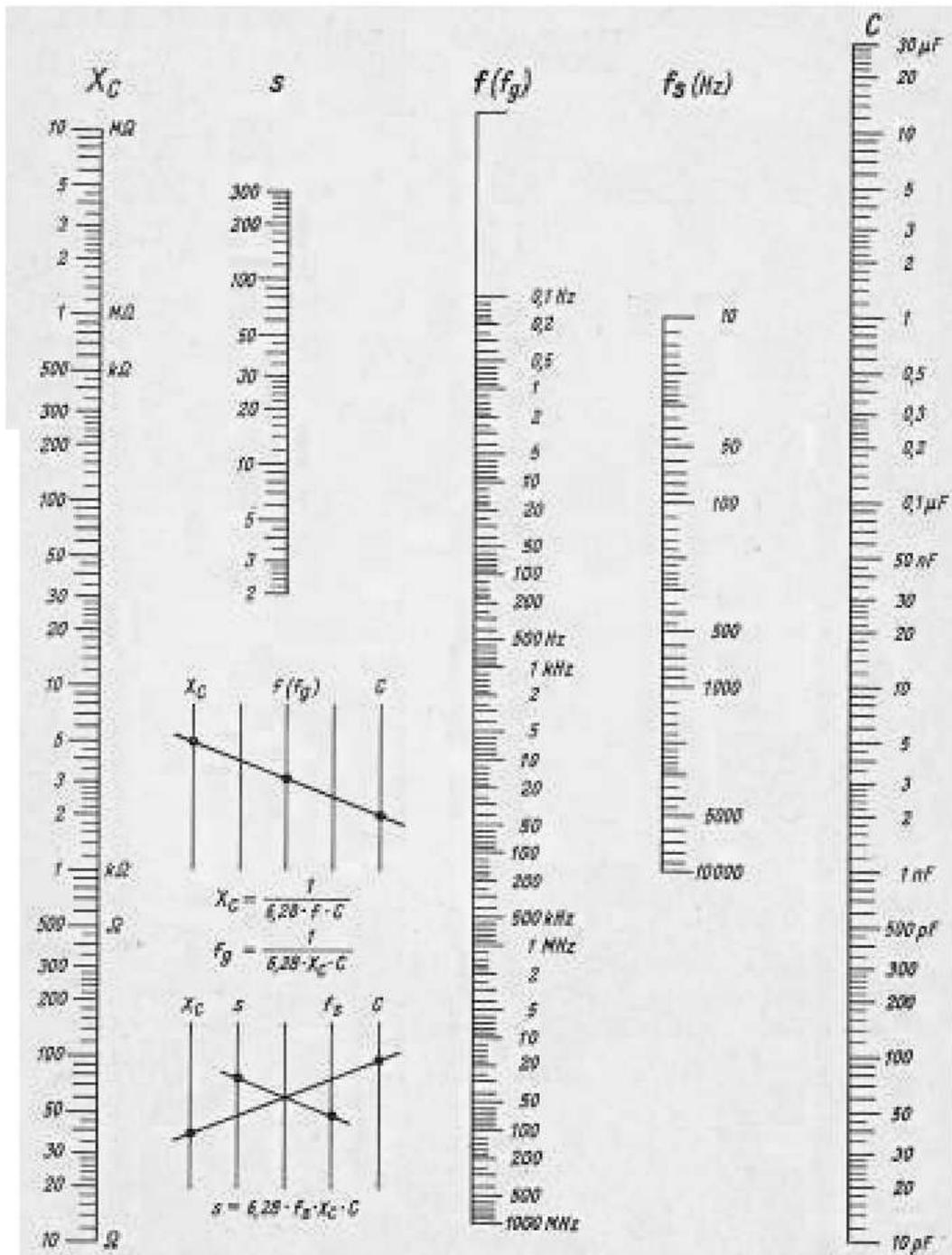
ABAQUES



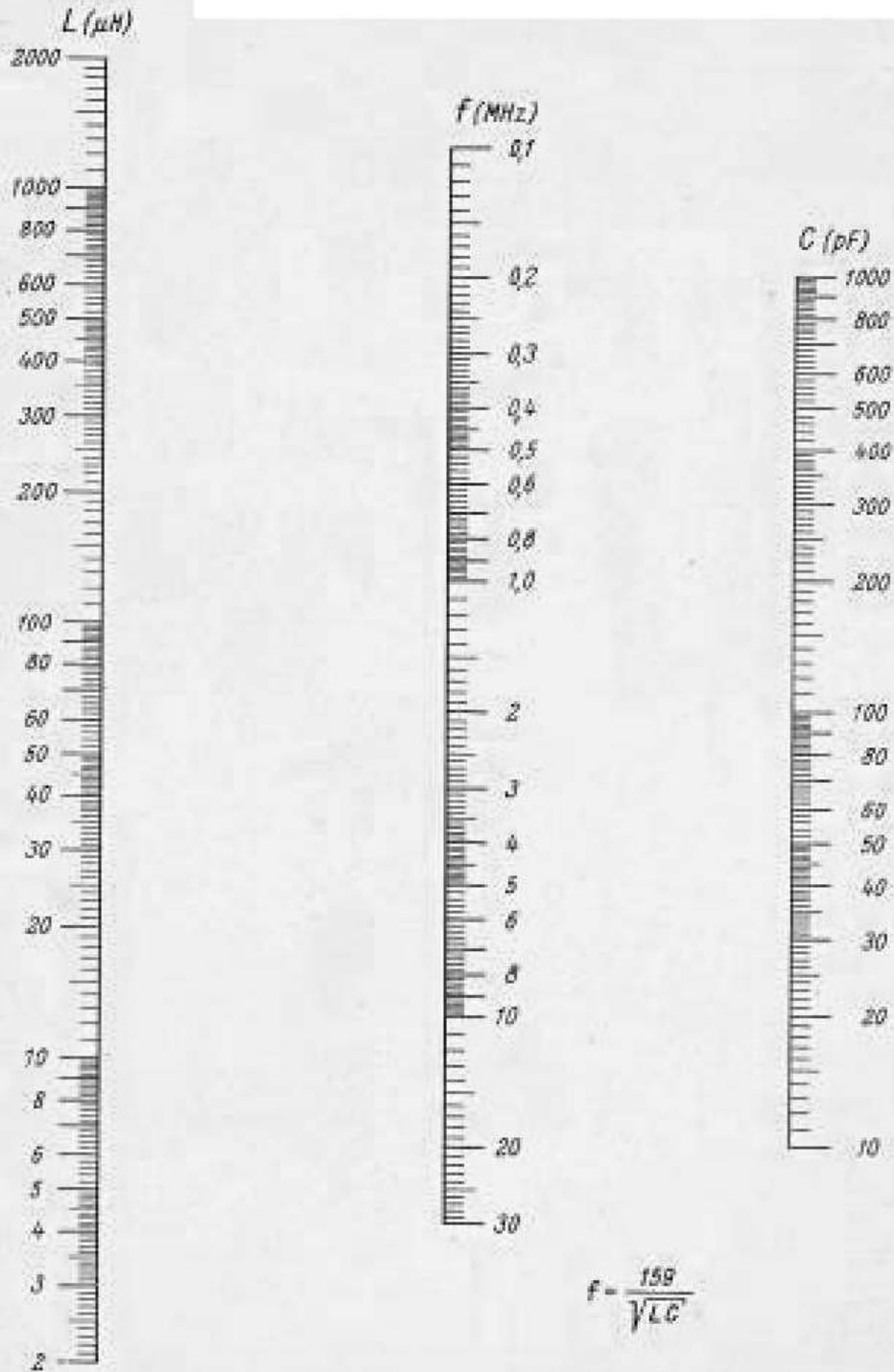
I. — Résistances en parallèle. Condensateurs en série.



II. — Loi d'Ohm. Puissance.



III. — Réactance capacitive X_C . Fréquence de coupure f_g . Coefficient de filtrage.



IV. — Circuits oscillants.

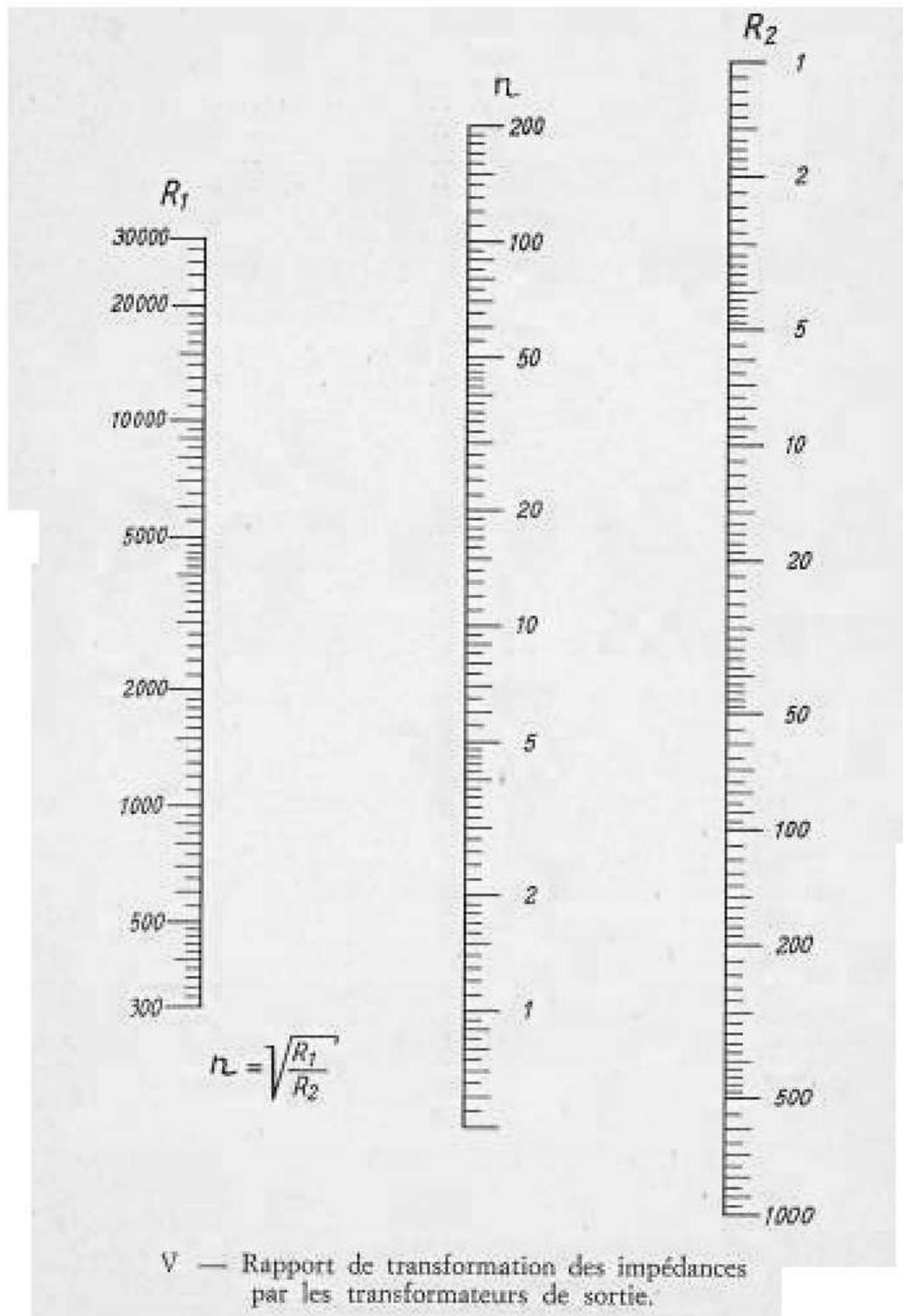


Table des matières

CHAPITRE PREMIER. — LES PRINCIPES GENERAUX	
— Tension, Puissance, Résistance	7
— Capacité et self-induction	10
— Couplage de sources de courant	16
— Circuits oscillants	16
— Ondes électromagnétiques	18
— Antennes V.H.F. et antennes « ferrite »	20
— La modulation à l'émission	23
— La modulation d'amplitude (A.M.)	23
— La modulation de fréquence (F.M.)	25
CHAPITRE 2. — LES COMPOSANTS ELECTRONIQUES	
— Résistances	28
— Condensateurs	32
— Bobinages	36
— Transformateurs	39
CHAPITRE 3. — ELEMENTS DE CIRCUITS COMPLEXES	
— Propriétés des circuits oscillants	46
— Formes particulières de circuits oscillants	53
— Accord des circuits	55
— Commutation des gammes	57
— Circuits couplés	59
— Circuits et filtres R.C.	62
CHAPITRE 4. — ENREGISTREMENT ET REPRODUCTION DES SONS	
— Les différents principes de base	68
— Les haut-parleurs	70
— Les microphones	75
— Les enregistrements	79
— Pick-up et têtes	82
CHAPITRE 5. — DIODES ET REDRESSEURS	
— Semi conducteurs. Diodes	88
— Diodes à vide	97
— Schémas de montages redresseurs	100
CHAPITRE 6. — LES TRANSISTORS	
— Généralités	106
— Principe des transistors	108
— Réseaux de courbes caractéristiques	110
— Circuit équivalent et équations	112
— Valeurs pratiques d'emploi des transistors	116
— Fabrications spéciales	121
CHAPITRE 7. — LES TUBES	
— Constitution des tubes	123
— La triode	126
— Les tubes à plusieurs grilles	130
— Quadripole équivalent du tube	133

— Les tubes spéciaux	134
— Les tubes pour V.H.F.	138
— Les dispositifs de polarisation de grille	142
— La tension d'écran	144
CHAPITRE 8. — L'AMPLIFICATION PAR TUBES ET TRANSISTORS	
— L'amplification et les réseaux de courbes	146
— Amplification push-pull	151
— Les montages amplificateurs	153
CHAPITRE 9. — PRODUCTION D'OSCILLATIONS PAR QUADRIPOLES ACTIFS	
— Auto-oscillations. Réaction	158
— Les oscillateurs à transistors	160
— Les oscillateurs à transistors pour V.H.F.	163
— Les oscillateurs à tubes	164
CHAPITRE 10. — DISPOSITIONS PARTICULIÈRES DE MONTAGE	
— Neutrodynage	170
— Le neutrodynage et les transistors	171
— Le neutrodynage et les tubes	173
— Contre-réaction	175
— La contre-réaction et les transistors	177
— La contre-réaction et les tubes	180
CHAPITRE 11. — DE LA DETECTRICE A REACTION AU SUPERHÉTÉRODYNE	
— Les récepteurs à amplification directe	183
— Principe du montage superhétérodyne	187
— Fréquence-image et autres interférences	188
— Propriétés générales du superhétérodyne	191
CHAPITRE 12. — COUPLAGE D'ANTENNE ET AMPLIFICATION H.F.	
— Valeurs et circuit équivalent d'une antenne extérieure	192
— Circuit de couplage d'une antenne pour A.M.	193
— Les antennes ferrite	195
— Antenne-voiture	198
— Antennes V.H.F.	199
— Amplification H.F. pour les bandes A.M.	201
— Etage préamplificateur V.H.F.	203
CHAPITRE 13. — ETAGES MÉLANGEURS ET OSCILLATEURS	
— Changement de fréquence additif	205
— Changeur de fréquence pour V.H.F.	207
— Réaction en F.I.	209
— Changement de fréquence multiplicatif	210
— Le réglage du superhétérodyne	212
— Commutation de gammes des oscillateurs A.M.	214
CHAPITRE 14. — LES AMPLIFICATEURS F.I.	
— Amplificateurs F.I. pour A.M.	217
— Amplificateurs F.I. pour A.M./F.M.	219
— La détection	222
— La détection F.M.	223
— Autres détecteurs A.M. et F.M.	229
CHAPITRE 15. — LA COMMANDE AUTOMATIQUE DE GAIN (C.A.G.)	
— Généralités	230
— La C.A.G. dans les récepteurs à transistors	231
— La C.A.G. dans les montages à tubes	234
— Régulation des étages d'entrée	237

LES MEILLEURS LIVRES DE RADIO

- AIDE-MEMOIRE DU RADIOTECHNICIEN**, par W. Sorokine. — Tableaux, formules et calculs des pièces détachées radio et des tubes.
204 pages, format 16-24 12 F
- ALIGNEMENT DES RECEPTEURS RADIO**, par W. Sorokine. — Circuits oscillants, bobinages, commande unique, anomalies, pratique de l'alignement. Réglage des récepteurs H.M.
172 pages, format 16-24 12 F
- COMPOSANTS ELECTRONIQUES (TECHNOLOGIE DES)**, par R. Besson. — Etude technologique des résistances, bobinages et condensateurs
264 pages, format 16-24 27 F
- EMPLOI RATIONNEL DES TRANSISTORS**, par J. P. Oehmichen. — Livre de base traitant de toutes les applications des semi-conducteurs dans tous les secteurs de l'électronique.
376 pages, format 16-24 30 F
- INITIATION A LA PRATIQUE DES RECEPTEURS A TRANSISTORS**, par H. Schreiber. — Etude de la radio par la construction de 7 récepteurs à transistors.
128 pages, format 16-24 9,90 F
- MATHEMATIQUES POUR TECHNICIEN**, par E. Aisberg. — Cours complet d'arithmétique et algèbre destiné aux techniciens. Nombreux problèmes avec leurs solutions.
288 pages, format 16-24 9,60 F
- MESURES ELECTRONIQUES**, par F. Haas. — Notions de métrologie, mesures des grandeurs électriques, mesures des composants passifs et actifs, mesures des amplificateurs, sources de courant stabilisées
264 pages, format 16-24 27 F
- L'OSCILLOSCOPE AU TRAVAIL**, par F. Haas. — Méthodes de mesures et interprétation de plus de 300 oscillogrammes relevés par l'auteur.
224 pages, format 16-24 18 F
- LA PRATIQUE DES ANTENNES**, par Ch. Guilbert (F3LG). — Etude théorique et pratique de tous les types d'antennes.
152 pages, format 16-24 12 F
- RADIORECEPTEURS A GALÈNE ET A TRANSISTORS**, par Ch. Guilbert. — Données pratiques pour la réalisation des récepteurs à galène et à un ou deux transistors.
24 pages, format 21-27 4,80 F
- RÉALISATION, MISE AU POINT ET DÉPANNAGE DES RECEPTEURS A TRANSISTORS**, par R. Besson. — Pour ceux qui veulent construire eux-mêmes des récepteurs ou simplement en comprendre le fonctionnement.
80 pages, format 21-27 10,80 F
- RÉPARATION DES RECEPTEURS A TRANSISTORS**, par H. Schreiber. — Méthode dynamique de dépannage. Outillage de mesure. Connaissances techniques indispensables.
168 pages, format 16-24 18 F
- NOUVEAUX SCHEMAS D'AMPLIFICATEURS B. F. A LAMPES**, par R. Besson. — Nouvelle édition refondue. Une gamme complète d'amplificateurs à petite et grande puissance.
48 pages, format 21-27 6 F
- SONORISATION (PRATIQUE DE LA)**, par R. Deschapper. — Bases techniques de l'électro-acoustique. Fonctionnement de tous les constituants. Toutes les applications pratiques.
296 pages, format 16-24 27 F
- TECHNIQUE DE L'ÉMISSION-RÉCEPTION SUR ONDES COURTES**, par Ch. Guilbert (F3LG). — Le grand spécialiste de l'émission d'amateur fait profiter ses collègues de toute sa vieille expérience. En hors-texte un tableau des codes Q et RST, et une carte murale à projection azimutale.
276 pages, format 16-24 relié 27 F
- TECHNIQUE DE L'OSCILLOSCOPE**, par F. Haas. — Principe et constitution du tube cathodique ; étude des circuits d'amplification et de balayage ; utilisation.
136 pages, format 16-24 9,60 F
- TRANSISTOR AU LABORATOIRE ET DANS L'INDUSTRIE (LE)**, par H. Schreiber. — Alimentations stabilisées, convertisseurs de courant, transistors en impulsion, production et transformation de signaux, amplificateurs de mesure et de commande.
264 pages, format 16-24 26 F
- VOTRE RÉGLE A CALCUL**, par Ch. Guilbert. — Il ne faut pas se borner à faire de simples règles de 3 avec une règle à calcul. L'auteur expose tout le parti que l'on peut retirer de cet instrument quand on le connaît parfaitement.
72 pages, format 21-27 9 F

MAJORATION DE 10 % POUR FRAIS D'ENVOI

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, Paris (6^e)

C.C.P. Paris 1164-34

Parmi les nombreux traités de radioélectricité, celui-ci offre le rare avantage d'établir une liaison constante entre la théorie et la pratique. Ainsi, grâce à l'expérience de l'auteur, le lecteur est progressivement amené à connaître tous les détails des montages les plus variés.

Cet ouvrage tient compte de tous les récents progrès de la technique. Alors que les **TRANSISTORS** sont trop souvent traités, ailleurs, en "parents pauvres", ici ils sont considérés comme "composants à part entière", au même titre que les **TUBES ÉLECTRONIQUES**. De son côté, la **MODULATION DE FRÉQUENCE** fait l'objet d'une étude minutieuse, et il en est de même de la **STÉRÉOPHONIE** en radiodiffusion.

L'exposé est ordonné avec la plus rigoureuse logique: lois élémentaires, technologie des composants passifs (résistances, condensateurs, bobinages) et actifs (tubes et transistors), propriétés des circuits formés de ces composants, composition des différents étages des récepteurs et dispositifs auxiliaires.

L'analyse des divers circuits est considérablement facilitée par l'introduction de la notion de **QUADRIPOLE** que l'auteur utilise avec beaucoup d'habileté.

Enfin, chaque paragraphe est accompagné d'une illustration facilitant l'assimilation complète du texte. On peut affirmer, sans exagération, que chaque heure d'étude de ce livre équivaut à un mois d'étude et d'apprentissage.