

circonstance le rend, après les critiques qui viennent d'être formulées contre ledit condensateur, extrêmement séduisant. En fait, il donne d'excellents résultats. Mais sa réalisation est compliquée, dispendieuse.

Ce montage exige en premier lieu deux lampes détectrices, ce qui augmente la consommation *filament et anode* du dispositif : ces deux lampes doivent,

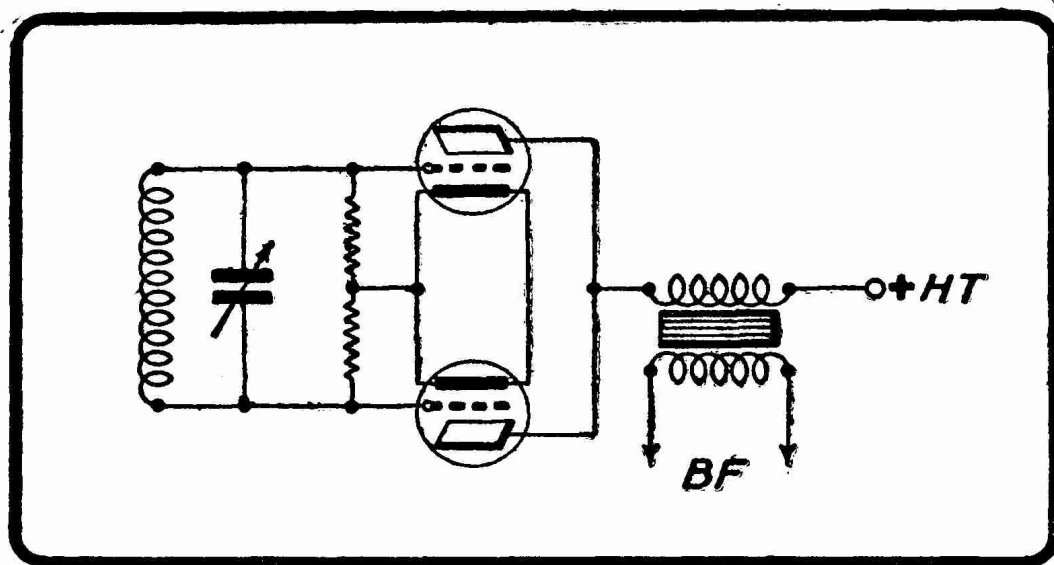


FIG. XVI-38-5. — Détection *push-pull*. Les condensateurs de grille disparaissent.

d'autre part, être aussi identiques que possible, ce qui n'est pas très facile à trouver.

L'idéal serait, tout en conservant un montage de simplicité comparable à celui de la figure XVI-37-5, de remplacer le condensateur C_1 de cette figure par une disposition présentant une impédance nulle, ou tout au moins très faible, pour les oscillations haute ou moyenne fréquence de l'oscillation porteuse considérée et une impédance élevée et constante pour toutes fréquences acoustiques constituant la modulation de cette onde porteuse. En d'autres termes, il s'agit de monter à la place de C_1 un dispositif satisfaisant les deux conditions que l'on exige de tout ensemble inséré dans la grille d'une lampe détectrice.

M. F. M. Colebrook a proposé de constituer l'élément détecteur d'une bobine de self et d'un condensateur montés en série, l'ensemble étant shunté par la résistance habituelle R de 250.000 ou 500.000 ohms. La figure XVI-38-6 représente le dispositif détecteur en question.

Le circuit série $L_1 C_1$ est accordé sur la fréquence même d'accord du circuit LC, chose, entre parenthèses, très commodément réalisable dans le cas de la détection d'un changeur de fréquence en général : la fréquence d'accord du circuit LC — la moyenne fréquence — étant, nous le verrons, fixe.

C_1 est de très petite capacité, au maximum de 50 pF pour les ondes de l'ordre de 4.000-5.000 mètres et de 30 pF pour les ondes inférieures à 3.000 mètres.

$L_1 C_1$ étant en résonance sur la fréquence de l'oscillation porteuse de la téléphonie à détecter, présente pour cette fréquence une résistance apparente (impédance) qui se réduit, nous l'avons vu, à la résistance ohmique de la bobine. Cette impédance de résonance est inférieure ici à la capacitance (résistance apparente d'un condensateur) que pourrait présenter C_1 pour la fréquence de l'onde porteuse, et ce, pour une valeur de C_1 supérieure même à la valeur maximum qu'interdit de dépasser la seconde condition dont il a été question précédemment. En effet, la capacitance d'un condensateur de 200 pF (valeur déjà trop forte pour être utilisée en C_1) est, pour une fréquence de

135.000 périodes (moyenne fréquence habituellement employée dans les changeurs de fréquence), de :

$$\frac{1}{C_1 \omega} = \frac{1}{200 \cdot 10^{-12} \cdot 2\pi \cdot 135 \cdot 10^3} = 5.900 \text{ ohms.}$$

Or, la résistance ohmique de L_1 , à quoi se réduit l'impédance du circuit $L_1 C_1$ de la figure XVI-38-6 au moment de la résonance, ne dépasse pas pratiquement 1.500 ohms.

D'autre part, les fréquences acoustiques, quelle que soit leur hauteur, ne sont influencées en aucun manière, la capacité C_1 étant — nous l'avons dit — très petite (au plus 50 pF). En fait, pour une fréquence de modulation de 10.000

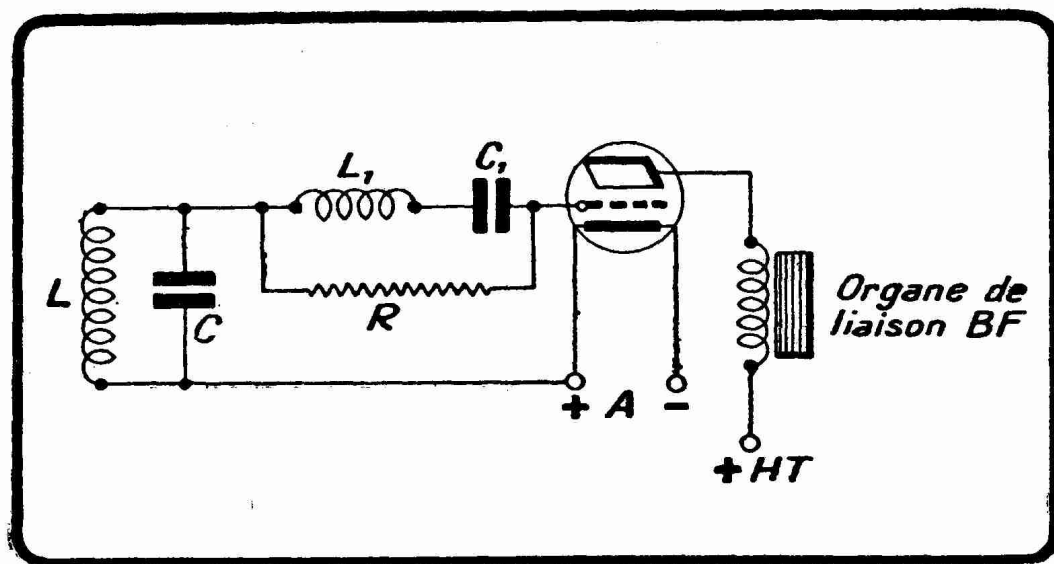


FIG. XVI-38-6. — Détection Colebrook.

périodes, jamais atteinte pratiquement d'ailleurs, le rendement d'un dispositif du type de la figure XVI-38-6 est encore 85 % de ce qu'il était à 500 périodes : la pureté est pratiquement parfaite.

Pour calculer L_1 , on applique la relation bien connue : $\omega^2 L_1 C_1 = 1$ qui exprime que le circuit $L_1 C_1$ est en résonance, autrement dit présente une résistance minimum, pour les oscillations de pulsation ω et de fréquence f ($\omega = 2\pi f$).

Voici les valeurs de L_1 pour quelques valeurs de f couramment rencontrées en amplification moyenne fréquence, domaine où la détection Colebrook est d'application particulièrement recommandée puisque la détection s'effectue alors sur une oscillation porteuse de fréquence fixe (moyenne fréquence).

1° $f = 55 \text{ kc/s}$; pour $C_1 = 50 \text{ pF}$, on trouve :

$$L_1 = 168 \text{ millihenrys}$$

2° $f = 60 \text{ kc/s}$; pour $C_1 = 50 \text{ pF}$, on trouve :

$$L_1 = 140 \text{ millihenrys}$$

3° $f = 127 \text{ kc/s}$; pour $C_1 = 50 \text{ pF}$ (1), on trouve :

$$L_1 = 52,3 \text{ millihenrys}$$

(1) Etant donné l'onde considérée ici, 50 picofarads constituent une valeur trop forte et l'on doit préférer la valeur de 30 picofarads du texte.

4° $f = 135 \text{ kc/s}$; pour $C_1 = 30 \text{ pF}$, on trouve :

$$L_1 = 46 \text{ millihenrys}$$

5° $f = 425 \text{ kc/s}$; pour $C_1 = 30 \text{ pF}$, on trouve :

$$L_1 = 4,6 \text{ millihenrys}$$

6° $f = 472 \text{ kc/s}$; pour $C_1 = 30 \text{ pF}$, on trouve :

$$L_1 = 3,78 \text{ millihenrys}$$

Une variante consiste à prendre une self L_1 fixe et à faire varier C_1 ; mais la valeur maximum de C_1 sera toujours de 50 pF.

On peut objecter que le circuit $L_1 C_1$ accordé sur LC introduit un élément de sélectivité supplémentaire, donc une distorsion probable. Il n'en est rien :

1° Du fait de la résistance ohmique relativement élevée de L_1 , résistance qui contribue à élargir la courbe de résonance du circuit $L_1 C_1$;

2° Du fait de la résistance relativement basse utilisée en R.

4° *Résumé et conclusion.* — Dans le cas de signaux forts, la détection anode et la détection grille fonctionnent linéairement. La détection grille peut être réglée (détection Colebrook) pour donner une fidélité encore supérieure à celle de la détection anode. Par contre elle présente une résistance d'entrée relativement faible (400.000 ohms environ) tandis que la résistance d'entrée de la détection par l'anode est infinie tant que la grille reste négative. La détection par la grille augmente donc un peu l'amortissement du circuit LC sur lequel elle est montée. Enfin du fait que la tension d'anode est limitée dans le cas de la détection grille, la puissance fournie par la détection grille est plus petite que celle que peut fournir une détection anode.

Pratiquement, les avantages de la détection grille (sensibilité, pureté remarquable pour une oscillation d'attaque d'amplitude modérée telle qu'on en rencontre couramment dans la pratique actuelle de la réception de la radiotéléphonie, simplicité de mise en œuvre) ont fait préférer cette détection à la détection anode... jusqu'à ce que le retour en faveur de la détection diode ait mis fin à la vieille rivalité entre la détection grille et la détection anode.

§ 39. — Détection des ondes entretenues non modulées.

Nous avons vu, au moment de l'étude théorique de la détection, que chaque train d'ondes provoquait une variation du courant moyen d'anode et que cette variation donnait une impulsion au casque ou au h.p. S'il y a N trains par seconde, le casque fait entendre un son de fréquence N. Si, au contraire, on a affaire à des ondes entretenues, le casque, pendant toute la durée d'un trait ou d'un point, est traversé par un courant constant qui est le courant continu correspondant au courant moyen détecté : il ne se produit aucun son. Il est donc nécessaire, dans le cas des oscillations entretenues, de disposer d'un moyen local permettant de « découper » littéralement les traits et les points en véritables *trains d'ondes*, de manière que le courant moyen d'anode circulant dans le téléphone soit lui-même « découpé » et permette, par conséquent, de rendre un son correspondant au rythme du « découpage ».

Lorsque l'on ignorait encore les possibilités merveilleuses des lampes à trois électrodes, ce « découpage » des oscillations se faisait mécaniquement. Avant l'entrée du détecteur, on plaçait un appareil spécial, appelé *tikker* ⁽¹⁾, qui coupait le circuit un certain nombre de fois N par seconde ; le téléphone rendait alors un son de fréquence N lorsqu'il y avait une émission.

Ce dispositif du *tikker* est d'une mise au point délicate et d'une sensibilité absolument lamentable. Il est aujourd'hui abandonné.

(1) Le *tikker* fut imaginé en 1907 par le Danois V. Poulsen, dont nous avons déjà cité le nom à propos des arcs.

Une méthode bien plus satisfaisante et utilisée couramment de nos jours est la méthode dite des « *battements* », dont nous allons exposer le principe en nous servant de ce que nous avons dit, au début de cet ouvrage, à propos de l'interférence des ondes sonores. Le phénomène des interférences est, en effet, général en physique et est régi par les mêmes lois qu'il s'agisse d'ondes sonores ou d'oscillations électriques.

Le principe de cette méthode a été indiqué pour la première fois par R. A. Fessenden, en 1907.

Supposons que nous disposions d'un récepteur R composé, par exemple, d'une délectrice montée comme l'indique la figure XVI-37-5. Il s'agit de détecter des signaux faibles : la détection par la grille s'impose.

Nous désirons recevoir des oscillations entretenues de fréquence f sur laquelle fréquence se trouve accordé le récepteur R. Dans le voisinage de R, nous plaçons un générateur local H d'ondes entretenues de faible amplitude monté comme l'indique, par exemple, la figure XVI-31-4. Nous sommes maîtres de la fréquence sur laquelle oscille le générateur H. Soit f' cette fréquence que nous appelons *fréquence locale* par opposition à f , *fréquence incidente*.

La fréquence locale et la fréquence incidente vont interférer ; en d'autres termes, la fréquence locale f' va « battre » avec la fréquence incidente f et il va se produire des renforcements et des diminutions périodiques suivant la fréquence $f'-f$, en supposant f' plus grand que f . Ce mécanisme est représenté par la figure XVI-39-1, qui est, en somme, la reproduction dans le domaine oscillations électriques de la figure tracée au début de cet ouvrage pour des oscillations acoustiques. Il y a formation d'un système de trains d'ondes, chaque renforcement jouant le rôle de train d'ondes. Chacun de ces trains d'ondes ainsi produits est détecté par la lampe du récepteur R et correspond à une impulsion.

La fréquence des trains d'onde est $F = f' - f$. On entend dans le casque un son de fréquence F . Comme on peut agir sur la fréquence f' des oscillations locales, on peut obtenir dans le casque, pour une onde entretenue pure, la note musicale la plus agréable à l'oreille. On adopte d'ordinaire une fréquence F voisine de 1.000 périodes, car l'oreille présente pour cette fréquence une sensibilité excellente.

Nous avons pris ici une fréquence locale f' supérieure à la fréquence incidente f , mais rien n'empêche que f' soit inférieure à f . Ce qui importe encore une fois, c'est la *différence* entre ces deux fréquences.

Cette méthode de réception des entretenues par battements est très avantageuse, car non seulement elle ne produit aucune déperdition de l'énergie disponible, mais encore elle permet de surajouter à l'énergie reçue celle des oscillations locales, puisqu'au moment du maximum de renforcement, l'amplitude totale est approximativement la *somme* des amplitudes des oscillations incidentes et des oscillations locales. La réception des ondes entretenues est de ce fait plus sensible que celle des amorties et l'on s'explique ainsi les portées remarquables obtenues avec ces ondes.

D'autre part, la réception des entretenues à l'hétérodyne correspond à une plus grande sélectivité en ce sens que, même si deux ondes incidentes sont très voisines l'une de l'autre, elles produisent dans le casque une note différente. On peut se régler de telle sorte que l'onde à laquelle on s'intéresse donne une note « perçante » que l'oreille distingue parfaitement dans le brouillage dû à une ou plusieurs stations perturbatrices ou encore aux parasites atmosphériques.

Quels sont les moyens pratiques d'obtenir la fréquence locale f' ? Il en existe classiquement deux : la méthode de l'*hétérodyne* et celle de l'*autodyne*.

Dans la méthode de l'*hétérodyne* ⁽¹⁾, les oscillations locales sont produites par un petit générateur à lampe monté comme nous l'avons indiqué dans le chapitre précédent. Par la seule variation d'un condensateur, on peut obtenir toute une bande de fréquences. Si l'hétérodyne est étalonnée, on peut émettre à volonté une onde locale de longueur donnée ; l'appareil peut alors être utilisé pour l'étalonnage d'un circuit récepteur. L'hétérodyne est une source d'ondes

(1) Du grec *hétéros*, autre, et *dunamis*, force.

entretenu indépendamment du récepteur proprement dit, qui peut être un poste à galène ou un poste à lampes.

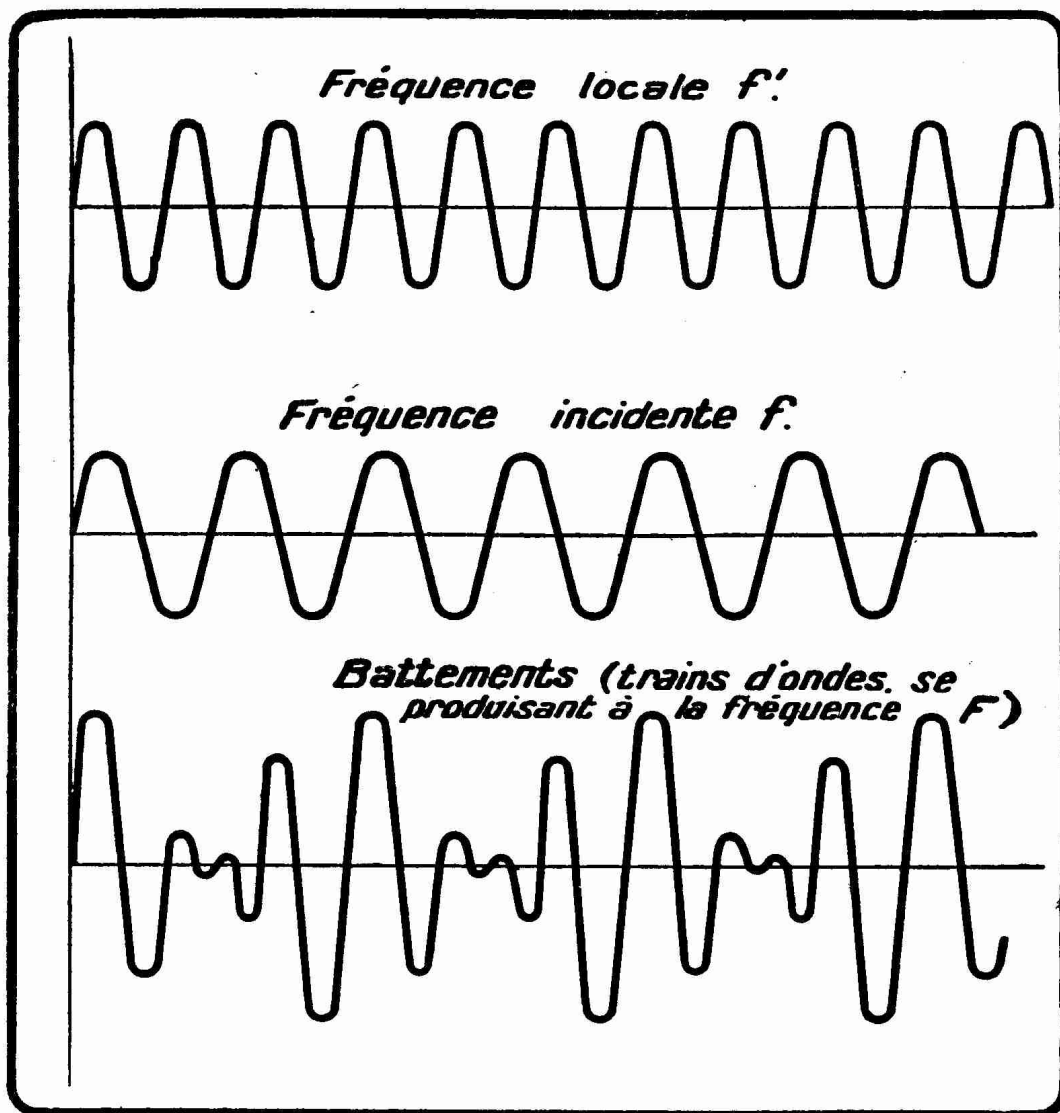


FIG. XVI-39-1. — Production de battements entre la fréquence incidente f et la fréquence locale f' .

La méthode de l'autodyne ⁽¹⁾ emploie comme générateur local d'ondes entretenues de fréquence f' la lampe détectrice elle-même. C'est cette méthode qui est mise à contribution dans la lampe *détectrice à réaction*, et ses variantes sont utilisées seules ou précédées d'une amplification haute fréquence modeste ⁽²⁾.

Le principe de l'autodyne, c'est-à-dire de fonctionnement simultané de la lampe en détectrice et en oscillatrice, ainsi que le supplément considérable de sensibilité qui en résulte, a fait l'objet, au cours de l'année 1913, surtout au mois de décembre, d'une série de prises de brevets dont les principaux auteurs sont : aux Etats-Unis, Lee de Forest, E. H. Armstrong et J. Langmuir ; en Allemagne, A. Meissner et E. Reiss ; en Angleterre, C. S. Franklin et H. J. Round. Un procès a reconnu, aux Etats-Unis, la priorité à Lee de Forest.

(1) Du grec *autos*, soi-même, et *dunamis*, force.

(2) « Modeste » parce que si l'amplification HF est importante, on se trouve en présence de la détection de signaux forts et la réception des entretenues non modulées se fait alors par hétérodyne.

On remarquera que l'ensemble récepteur R hétérodyne H constitue un *changeur de fréquence* en ce sens qu'il transforme la fréquence incidente f (inaudible) en une fréquence plus basse F (audible dans le cas présent), qui est ici de l'ordre de 800 à 1.500 périodes.

§ 40. — Considérations théoriques sur la détectrice à réaction.

La détectrice à réaction est représentée schématiquement par la figure XVI-40-1, dans laquelle A est une batterie de 2 ou de 4 volts, B une batterie de 40 à 150 volts, suivant la lampe utilisée. C'est, en somme, une lampe montée comme la détectrice classique de la figure XVI-37-5 avec le complément d'une bobine L' insérée dans le circuit d'anode et couplée électromagnétiquement avec la bobine d'accord L en observant les conventions de sens de connexions que nous avons énumérées dans les paragraphes 24 et suivants.

On pourrait évidemment réaliser une détectrice à réaction en partant d'une détectrice par l'anode conforme à la figure XVI-37-1. Mais, comme il s'agit ici de détecter des signaux faibles, la détection par la grille est, nous le savons, considérablement supérieure à la détection par l'anode.

Revenons donc à notre figure XVI-40-1 qui représente une détectrice par la grille complétée par une réaction. Du moment qu'il y a un couplage grille-anode, il y a possibilité d'entretien d'oscillations entretenues locales. La fréquence F_1 des oscillations locales est, à très peu de chose près, égale à la fréquence d'accord du circuit LC. Ce circuit LC dans lequel s'induisent les oscillations de l'antenne ne se trouve ainsi jamais accordé exactement sur la longueur d'onde à recevoir ; mais ce désaccord est de moins en moins important au fur et à mesure que l'on considère des longueurs d'onde plus basses.

Soit, en effet, F_1 la fréquence à recevoir correspondant à l'onde incidente λ_1 et F_2 la fréquence locale correspondant à l'onde locale λ_2 . On a :

$$F_1 = \frac{V}{\lambda_1} \quad \text{et} \quad F_2 = \frac{V}{\lambda_2}$$

Supposons F_2 plus petit que F_1 . Dans le cas d'une onde entretenue, on s'arrange généralement pour que l'écouteur rende le son de fréquence 1.000 qui agit bien sur l'oreille humaine. On a donc :

$$1.000 = F_1 - F_2$$

Cherchons, en fonction de la longueur λ_1 des ondes incidentes, la différence entre les longueurs d'onde λ_1 et λ_2 , sachant que la différence des fréquences correspondantes est de 1.000 périodes.

On a :

$$F_1 - F_2 = \frac{V}{\lambda_1} - \frac{V}{\lambda_2} = V \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_1 \lambda_2} = 1.000$$

d'où :

$$V (\lambda_2 - \lambda_1) = 1.000 \lambda_1 \lambda_2$$

Tirons λ_2 de cette expression ; il vient successivement :

$$V \lambda_2 - 1.000 \lambda_1 \lambda_2 = V \lambda_1$$

$$\lambda_2 (V - 1.000 \lambda_1) = V \lambda_1$$

d'où enfin :

$$\lambda_2 = \frac{V \lambda_1}{V - 1.000 \lambda_1}$$

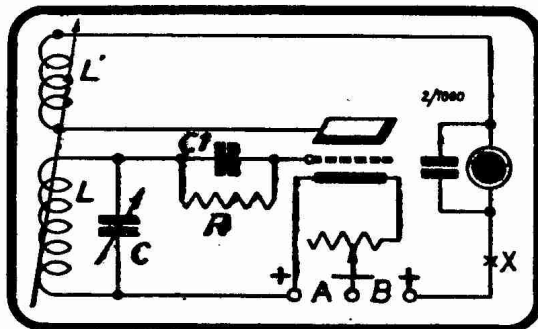


FIG. XVI-40-1. — Schéma d'une détectrice à réaction.

Nous cherchons la différence $\lambda_1 - \lambda_i$, donc :

$$\lambda_1 - \lambda_i = \frac{V - 1.000 \lambda_i}{V - 1.000 \lambda_1} - \lambda_i$$

Toutes réductions faites, on trouve :

$$\lambda_1 - \lambda_i = \frac{1.000 \lambda_i^2}{V - 1.000 \lambda_1}$$

On voit bien sur cette formule que plus l'onde à recevoir λ_i sera faible, plus le désaccord sur LC de cette onde sera réduit et, par conséquent, meilleur sera le rendement de la détectrice à réaction et, en général, de tout dispositif autodyne. C'est là une explication des succès des amateurs sur ondes courtes avec des récepteurs n'utilisant le plus souvent qu'une simple détectrice à réaction. Le désaccord, qui est de l'ordre de 350 mètres pour $\lambda_i = 10.000$ m, n'est plus que de quelques millimètres pour $\lambda_i = 50$ mètres, c'est-à-dire négligeable. Pratiquement, jusqu'à 6.000 mètres, le désaccord n'est pas trop fort, la méthode est acceptable. Au delà de 6.000 mètres l'hétérodyne séparée est préférable.

La détectrice à réaction permet non seulement la réception des entretenues, mais encore un *renforcement* des émissions quelles qu'elles soient par ce que l'on a appelé la *compensation de l'amortissement du circuit d'accord LC*. Et nous rencontrons ici l'énorme avantage de la réception autodyne sur la réception hétérodyne dans le cas des ondes inférieures à 6.000 ou 5.000 mètres.

En agissant sur le couplage de la bobine L' et de la bobine L (fig. XVI-27-3), on arrive à atteindre le point où les oscillations s'amorcent, c'est ce que nous avons appelé le point d'accrochage. Ce point d'accrochage, nous l'avons vu dans le paragraphe 28, jouit de propriétés très intéressantes. Au moment où le poste accroche ou décroche, c'est-à-dire au voisinage immédiat du point d'accrochage, *l'amortissement du circuit grille LC est compensé par l'apport d'une résistance négative due au couplage LL' (réaction)*.

Au moment du décrochage, comme d'ailleurs au moment de l'accrochage, l'amortissement étant réduit à l'extrême, les courbes de résonance du circuit LC sont très aiguës : la sensibilité est considérable et la sélectivité (syntonie) très poussée (1). On voit l'importance qu'il y a d'avoir, dans le cas d'un récepteur sans amplification HF, une détectrice dont le point d'accrochage des oscillations est accessible.

Comment s'aperçoit-on que le poste accroche ?

Au moment de l'accrochage, il y a, la plupart du temps, une variation brusque de l'intensité du courant moyen d'anode, ainsi que nous l'avons exposé dans le paragraphe 28. Cette variation se traduit par un déplacement audible de la membrane du casque. On peut déceler cette modification du courant moyen d'anode à l'aide d'un milliampèremètre placé dans le circuit d'anode au point X de la figure XVI-40-1.

L'accrochage doit être doux. On entend par là qu'il ne doit pas se manifester par un claquement violent dans le casque, mais plutôt par un simple changement du timbre du bruit de fond, qui est audible à tout moment. Les principaux facteurs qui agissent sur la douceur de l'accrochage sont : la lampe détectrice elle-même, la self (nombre de tours) de la bobine de réaction par rapport à la self (nombre de tours) de la bobine du circuit oscillant de grille, la tension de la source B, le réglage du chauffage (surtout pour une lampe à chauffage direct) de la cathode, le soin apporté à la réalisation du montage (disposition des organes, câblage, isolement, etc.). En règle générale, une détectrice à réaction à accrochage doux est non seulement plus agréable à utiliser, mais donne de meilleurs résultats puisqu'elle permet d'atteindre de plus près le point d'accrochage ou le point de décrochage suivant que l'on part d'une lampe n'oscillant pas ou d'une lampe oscillant.

Si l'on reçoit une onde amortie avec un autodyne, au fur et à mesure que l'on approche du point d'accrochage, les traits et les points continuent à être

(1) Voir remarque en fin de paragraphe.

reçus avec leur note propre N , N étant la fréquence des étincelles de l'éclateur du poste émetteur. L'intensité de la réception augmente jusqu'au point d'accrochage. Lorsque ce point est atteint (par la manœuvre du couplage LL'), les amorties sont reçues avec une note « soufflée » dans laquelle on ne retrouve aucun des caractères musicaux de la note primitive, mais la réception paraît souvent plus intense qu'avant l'accrochage.

Si l'on reçoit une onde entretenue de fréquence F_1 , on n'entend rien avant l'accrochage. Au moment de l'accrochage, suivant l'accord du circuit LC qui détermine, nous l'avons vu, la fréquence locale F_2 , on entend une note de fréquence F qui est égale à la différence entre F_1 et F_2 . En partant d'un couplage LL' assez serré ⁽¹⁾, on peut faire l'expérience suivante sur une onde entretenue de fréquence F_1 (télégraphie ou *onde porteuse* de téléphonie qui, comme nous l'avons vu, est une onde entretenue pure) : on augmente C en agissant sur le condensateur variable, la fréquence locale F_2 diminue ; lorsque $F_2 - F_1$ atteint 10.000 périodes par seconde, on entend un son aigu qui, à mesure que $F_2 - F_1$ diminue, devient plus grave pour disparaître lorsque $F_2 = F_1$, c'est-à-dire lorsque le circuit LC est accordé exactement sur l'onde à recevoir : c'est ce que l'on appelle la « zone de silence » de l'onde. En diminuant encore F_2 , $F_2 - F_1$ devient plus petit que F_1 et $F_2 - F_1$ augmente, le son grave réapparaît, devient de plus en plus aigu pour disparaître au delà de 10.000 périodes par seconde ⁽²⁾.

Nous avons vu que, pour recevoir de la radiotéléphonie, il n'est pas besoin d'hétérodynage ou d'autodynage. On peut donc écouter de la phonie sur galène ou sur lampe détectrice simple sans réaction, du type des figures XVI-37-4 et XVI-37-5 par exemple. Cependant, l'autodynage est très utile dans le cas d'une réception sans amplification HF ou sans amplification HF importante, car, à la limite d'accrochage, la sensibilité et la sélectivité du poste sont augmentées dans de fortes proportions par suite de la compensation de l'amortissement du circuit d'entrée. Avec une détectrice à réaction, la phonie se recevra donc à la limite d'accrochage, mais décrochée au contraire d'une onde entretenue pure, qui se reçoit à la limite de décrochage, mais accrochée.

Si l'on reçoit de la phonie en accroché, les sons sont déformés tout comme l'est une onde amortie qui est « soufflée » à l'accrochage. Voici, à ce propos, une bonne méthode de réception de la phonie avec une détectrice à réaction. Chercher, poste accroché, l'onde porteuse. Se placer par la manœuvre de l'accord dans la zone de silence, c'est-à-dire fait osciller la détectrice sur la même onde que l'onde porteuse. Déplacer cette zone de silence par la manœuvre simultanée de l'accord et de la réaction jusqu'au décrochage. On se trouve alors dans les conditions optima de réception. Cette méthode est la seule que l'on puisse utiliser dans le cas d'une émission lointaine et faible.

Enfin, il est bon de savoir que l'antenne de tout poste autodyne accroché rayonne : c'est un petit poste émetteur d'onde entretenues. Un autodyne peut gêner les récepteurs voisins dans un rayon de 5 à 6 kilomètres. Bien mieux, avec des tensions anodiques de l'ordre de 80 volts et un montage soigné, des amateurs persévérants ont pu réaliser, sur des ondes de 40 mètres, des liaisons avec les Antipodes. Dans ces montages strictement émetteurs de faible puissance, le condensateur shunté C_1R est souvent court-circuité ou retiré purement et simplement ou encore remplacé par un ensemble dont les valeurs sont choisies pour convenir à la seule fonction amplificatrice de la lampe ($R = 50.000$ ohms et $C_1 = 2.000$ pF).

REMARQUE. — Ainsi que nous avons eu l'occasion de le dire — mais la chose est suffisamment importante pour que l'on y revienne — on n'adjoint une réaction à une

(1) Plus exactement, un couplage juste assez serré pour ne pas décrocher pendant l'expérience.

(2) On remarquera qu'une onde entretenue n'a pas de « personnalité ». Nous voulons dire par là qu'une telle onde donne à la réception un son dont la hauteur dépend essentiellement de la différence entre la fréquence des oscillations incidentes et celle des oscillations locales. Une onde amortie, par contre, donne, dans un récepteur décroché, un son dont la hauteur dépend du nombre de trains par seconde et l'on sait que ce nombre est une caractéristique du poste émetteur qu'il est difficile de modifier à la réception.

détection que dans le cas d'une détection de signaux faibles. Dans le cas d'une détection de puissance, attaquée par des signaux forts, on obtient ces « signaux forts » par une amplification préalable HF puissante. Dans une réception radiophonique, d'ailleurs, l'introduction de la réaction a souvent pour effet d'augmenter la sélectivité dans des proportions telles que la totalité de la bande de modulation, qui s'étend, comme on le sait, de 5.000 périodes de part et d'autre de la fréquence de l'onde porteuse, n'est plus reçue dans les mêmes conditions de rendement. La courbe de résonance du dispositif de grille (circuit LC) ne doit pas être trop pointue si l'on veut éviter la distorsion, en l'espèce une modification des amplitudes des fréquences acoustiques élevées (son cotonneux). D'une manière générale, d'ailleurs, l'amortissement propre de circuit doit être éliminé avant tout par l'emploi judicieux de *matériel à faibles pertes* (important dans la réception des ondes courtes), la réaction n'étant introduite, lorsqu'elle est nécessaire pour d'autres raisons (réception des entretenues, détection de signaux radiophoniques faibles) qu'avec beaucoup de circonspection. Dans les récepteurs secteur modernes à forte amplification avant détection, la réaction est entièrement éliminée, pourchassée même...

§ 41. — Détection par modulation anode, système Jouaust.

M. Jouaust, dont les travaux sur les lampes à vide ont été féconds en résultats pratiques, a mis au point, en 1921, un système détecteur travaillant suivant un mécanisme un peu différent de ceux que nous avons rencontrés jusqu'ici.

Une lampe I (fig. XVI-41-1) comprend dans sa grille un circuit d'accord proprement dit LC (par exemple, secondaire de réception) ; dans son circuit

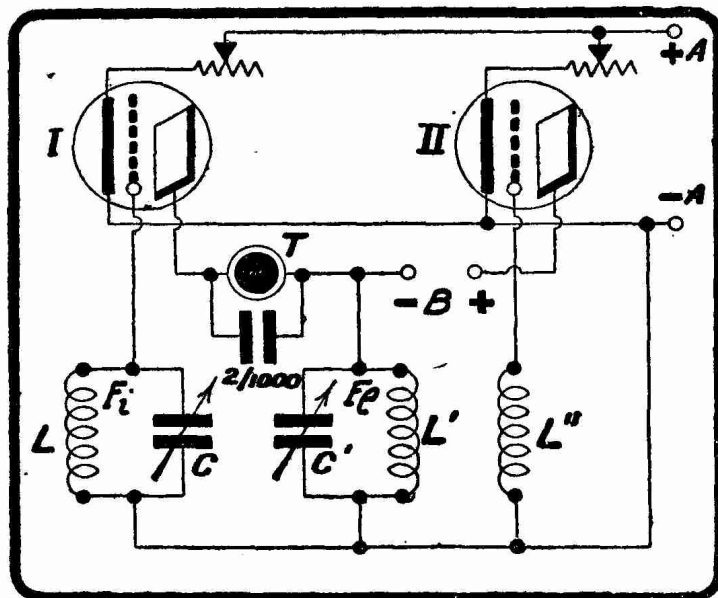


FIG. XVI-41-1. — Détection Jouaust par modulation anode.

d'anode se trouvent un casque T avec son shunt classique de 2.000 micromicrofarads et un circuit oscillant L'C'. Ce circuit oscillant fait également partie du circuit anode d'une lampe II dont la grille contient une bobine L'' qui, par couplage avec L', assure l'entretien d'oscillations dans le circuit oscillant L'C'. Du fait de la position de la batterie B, dont la tension est de 40 à 150 volts suivant les lampes utilisées, l'anode de la lampe I se trouve alimentée uniquement en courant alternatif, et la fréquence F_1 de ce courant est commandée par la manœuvre du condensateur variable C'.

Supposons qu'il n'y ait pas d'oscillations incidentes, c'est-à-dire qu'il n'y ait pas

de différence de potentiel aux bornes de LC : le potentiel de la grille de I est constant.

Un courant ne circule dans l'anode de I que si cette anode est à un potentiel supérieur à celui du filament ; cette anode étant portée à un potentiel alternatif de fréquence F_1 , l'intensité du courant dans son circuit peut être représentée par la courbe de la figure XVI-41-2. La partie du circuit anode de la lampe I non commun à celui de II est ainsi le siège d'un courant redressé correspondant aux alternances disponibles aux bornes de L'C' qui rendent l'anode de I positive par rapport au filament.

La distance OT représente la période T_1 des oscillations de la lampe II. On a donc :

$$OT = T_1 = \frac{1}{F_1}$$

Le courant anodique ne se produit que pendant des temps $1/2 F_1$ séparés par des intervalles de même valeur.

Le courant moyen qui traverse le casque T est donc constant : on n'entend rien.

Supposons alors que des oscillations entretenues de fréquence F_1 prennent naissance aux bornes du circuit d'accord LC ; en d'autres termes, supposons que nous recevions des ondes entretenues de fréquence F_1 . Le potentiel de la

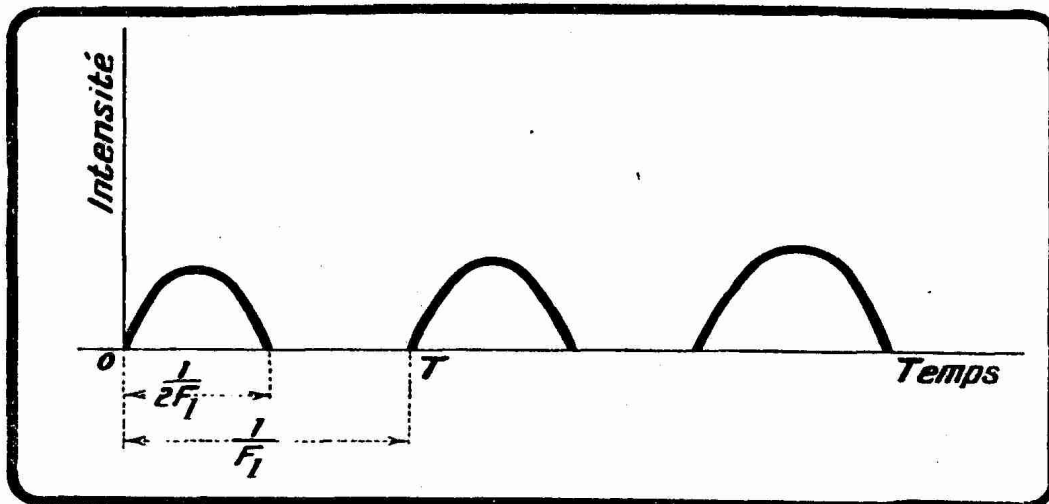


FIG. XVI-41-2. — Le courant plaque passe lorsque l'anode est positive.

grille de I va varier à cette fréquence F_1 . Lorsque la grille sera positive, le passage du courant d'anode de la figure XVI-41-2 sera facilité ; lorsque la grille sera négative, ledit courant d'anode sera arrêté.

Les alternances de la figure XVI-41-2 vont donc être d'amplitude augmentée ou diminuée suivant qu'il y a concordance ou non des oscillations locales F_1 et des oscillations incidentes F_1 .

Nous nous trouvons en présence d'un problème tout à fait analogue au problème général de la stroboscopie examiné au début de cet ouvrage. Nos deux phénomènes périodiques de fréquences différentes F_1 et F_1 produisent une oscillation périodique d'amplitude variant à fréquence égale à la différence $F_1 - F_1$ ou $F_1 + F_1$: au courant moyen constant qui circulait dans l'anode de A se substitue un courant moyen ondulé de fréquence F . Nous n'avons, par la manœuvre du condensateur C', qu'à agir sur F_1 pour donner à F une valeur correspondant à une fréquence audible (basse fréquence de 800 à 1.500 périodes) dans le casque T.

Cette méthode, dont nous venons de donner une explication très simplifiée, s'appelle *détection par modulation d'anode* ; elle correspond à un redressement complet des courants F_1 et peut se montrer, pour des amplitudes grille faibles, légèrement supérieure aux divers dispositifs détecteurs examinés jusqu'à maintenant. Elle a contre elle la complication, le plus souvent injustifiée, d'une lampe supplémentaire ; aussi est-elle peu utilisée comme méthode de détection proprement dite.

§ 42. — Réalisation d'une détectrice à réaction.

La détectrice à réaction est le premier poste à lampe que se construise l'amateur désireux de graduer la difficulté et d'aller, comme il est logique, du simple au complexe. Sur antenne extérieure et même, dans certaines circonstances favorables, sur antenne intérieure, une détectrice à réaction convena-

blement montée donne, au casque bien entendu, des réceptions très satisfaisantes des principales stations européennes de radiodiffusion.

Une détectrice à réaction se ramène toujours au schéma de la figure XVI-27-3. Les variantes sont essentiellement caractérisées par les dispositifs de couplage de la bobine d'accord proprement dite L au circuit antenne-terre.

Nous conseillons d'adopter le dispositif connu parmi les amateurs français sous le nom d'accord Bourne et qui se résume en un accord Tesla à primaire désaccordé (fig. XVI-42-1).

La bobine L_1 est couplée à L qui présente elle-même un couplage variable avec L' bobine de réaction. Nous avons, au moment de l'étude des circuits

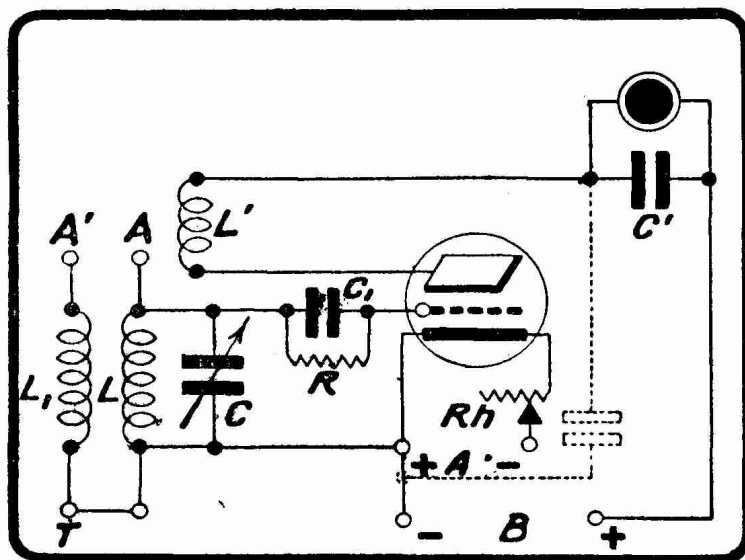


FIG. XVI-42-1. — Schéma pratique d'une détectrice à réaction.

d'accord, étudié le dispositif Bourne et nous avons exposé ses divers avantages. Dans le cas de la figure XVI-42-1, il faut savoir qu'un couplage L_1L assez lâche non seulement augmente la sélectivité, mais encore permet d'étalonner le circuit LC : les mêmes stations se retrouvent sur les mêmes divisions du condensateur C pour des antennes très différentes les unes des autres.

A , A' et T sont trois bornes qui permettent de recevoir soit en Bourne (antenne en A' et terre en T), soit en direct (antenne en A , terre en T). Les émissions sur ondes inférieures à 600 mètres seront reçues en

Bourne ; les ondes de longueur supérieure à 600 mètres seront reçues de préférence en direct lorsqu'il n'y aura pas lieu de se préoccuper de la sélectivité. Il faut bien se garder de remplacer ce système de bornes $AA'T$ par un inverseur, quelque commodité que l'on en doive retirer. Le dispositif d'accord de la figure XVI-42-1 ne présente pas une sélectivité bien remarquable.

Le condensateur C est un variable à air de 460 micromicrofarads de capacité maximum. Il peut comporter un dispositif démultiplificateur. C_1 est un condensateur fixe au mica de 100 à 150 micromicrofarads, R est la résistance classique de 2 à 4 mégohms (nous détectons sans amplification préalable).

Le condensateur C' est à diélectrique mica et a une capacité de 2.000 micromicrofarads. Au lieu de le placer simplement en shunt sur le casque, on peut le faire agir sur l'ensemble casque-source de tension B , comme l'indique le pointillé de la figure XVI-42-1. Le rhéostat Rh est de 6 ou de 30 ohms, suivant que l'on utilise une lampe à forte consommation (0,7 ampère) ou à consommation réduite (0,07 à 0,1 ampère).

Ce rhéostat Rh permet d'agir sur la sensibilité du montage. En effet, pour un couplage déterminé LL' et pour une tension anodique donnée, il est possible de s'éloigner ou de se rapprocher du point d'accrochage en diminuant ou en augmentant le chauffage du filament, sans dépasser, bien entendu, le chauffage limite permis. Cette manière d'agir sur la réaction donne le plus souvent des réglages très fins, très précis. Le rhéostat est donc fort utile et ne sert pas uniquement d'interrupteur du circuit de chauffage.

La batterie d'anode B sera de 100 à 150 volts. Une détectrice à réaction fonctionne, à vrai dire, parfaitement avec 40 volts seulement, mais comme le premier perfectionnement au montage de la figure XVI-42-1 consiste à lui

adjoindre une lampe amplificatrice en basse fréquence et qu'une telle lampe ne fonctionne convenablement qu'avec 120 volts anode au moins, il est préférable d'adopter dès le début une tension anodique définitive de 120 volts. La plupart des détectrices admettent d'ailleurs parfaitement 120 volts.

Le réglage de l'appareil est simple. On se règle en longueur d'onde par le condensateur démultipliateur C et l'on se maintient du côté convenable de la limite d'accrochage (réception des ondes entretenues ou de la phonie) par la manœuvre de la tige qui commande la position du support de L' par rapport au support fixe de L.

L'accrochage des oscillations se traduit par un claquement dans les téléphones, claquement dû, on le sait, à une variation brusque du courant moyen qui circule dans l'anode. Pour obtenir une bonne réception de la téléphonie (limite d'accrochage) et des ondes entretenues (limite de décrochage), il faut que l'accrochage des oscillations soit « doux ». On entend par là que la variation du courant moyen d'anode doit être faible. Si l'accrochage est « brutal », il se produit une instabilité du système au moment de cet accrochage et il est impossible de se trouver et surtout de se maintenir au point de fonctionnement optimum. La « douceur » de l'accrochage s'obtient en agissant sur la *tension d'anode* ⁽¹⁾, sur le *nombre de tours de la réaction* et sur le *chauffage*. Certaines lampes accrochent plus brutalement que d'autres ; en général, les lampes à résistance intérieure élevée accrochent doucement. Cette question délicate de la douceur de l'accrochage est souvent méconnue des amateurs et, de ce fait, il arrive qu'ils n'obtiennent pas de leur montage tout ce dont il est capable.

La bobine L₁ est constituée de 1 à 5 tours de fil 10/10 deux couches coton (pour ondes de 25 à 250 mètres). Pour recevoir la radiodiffusion (200 à 600 mètres) en « désaccordé », on prend pour L₁ environ 12 tours.

La bobine L sera constituée par des enroulements interchangeables à une seule couche en fil 10/10 jusqu'à 20 tours, en fil 6/10 de 20 à 50 tours. Pour les ondes de 25 à 600 mètres, on prendra pour L le jeu suivant : 5, 10, 15, 20, 30, 35, 40, 50 spires. Au delà de 600 mètres, on adoptera les bobinages massés du type nid d'abeilles : 75, 100, 150, 200, 250, 300 tours.

On déterminera expérimentalement le nombre optimum de tours à utiliser dans la réaction pour la réception de chaque longueur d'onde. Ce nombre dépend des capacités parasites grille-anode du circuit. En effet, si la capacité grille-anode est assez forte, il faut peu de tours pour provoquer l'accrochage ; si, au contraire, la capacité grille-anode est faible, il faut un nombre plus important de tours à distance égale entre L et L'.

En général, il y a plus de tours dans L' que dans L, mais cela n'a rien d'absolu et le contraire s'observe fréquemment.

La qualité de la bobine de réaction L' importe peu, contrairement à ce qui se produit pour L₁ et surtout L. Le point capital est le coefficient de self-induction, c'est-à-dire le nombre de tours de L' qui peut être constitué en fil fin (3/10).

§ 43. — Le récepteur Reinartz. Commande électrostatique de la réaction électromagnétique.

J. L. Reinartz, amateur américain de célébrité mondiale, a mis au point, en 1921, un récepteur qu'il destinait principalement à la réception des ondes courtes entretenues ⁽²⁾. Ce récepteur s'est montré par la suite excellent pour la réception sur antenne des émissions de la radiodiffusion comprises entre 200 et 2.000 mètres.

(1) On peut d'ailleurs commander l'accrochage par variation de la tension appliquée à l'anode. Cette variation s'obtient par une résistance variable, de 50.000 ohms insérée dans l'anode.

(2) Un « ancêtre » du montage Reinartz serait le montage Weagant qui comporte lui aussi une commande électrostatique de l'accrochage. Dans le Weagant, l'accord se fait en Tesla.

Le Reinartz est une détectrice à réaction alimentée en parallèle dans laquelle on commande l'accrochage et le décrochage des oscillations en faisant varier l'impédance d'un ensemble bobine et condensateur en série, ensemble dont la bobine est couplée électromagnétiquement avec la bobine du circuit oscillant de grille. Cette variation d'impédance se fait par la manœuvre du condensateur qui est variable. La commande de la réaction est électrostatique, mais la réaction elle-même est électromagnétique. C'est là un point qui a été longtemps mal compris des usagers du Reinartz.

Il existe de très nombreuses variantes du montage Reinartz. Toutes se ramènent au schéma type de la figure XVI-43-1.

C_1R est l'ensemble détecteur habituel (150 micromicrofarads et 2 mégohms).

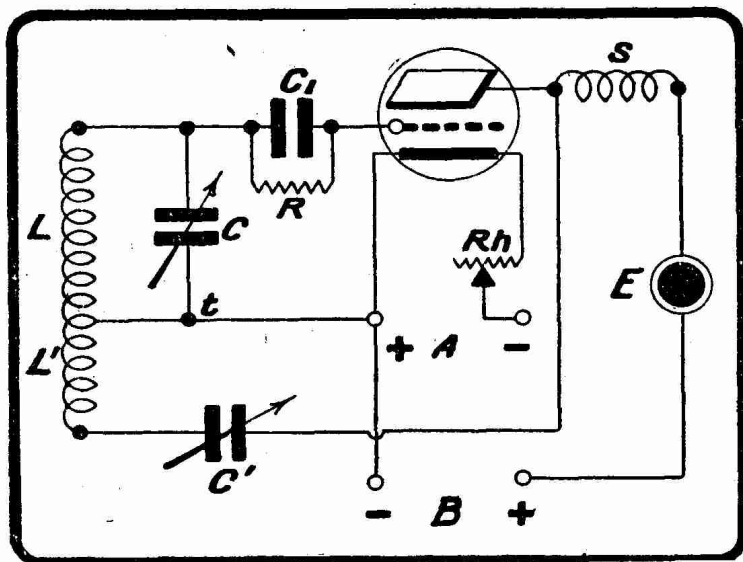


FIG. XVI-43-1. — Le montage Reinartz.

C est le condensateur variable d'accord.

C' est le condensateur variable dont la manœuvre provoque l'accrochage ou le décrochage.

S est la « bobine de choc » que l'on retrouve dans le circuit anode de tout poste alimenté en parallèle.

LL' est une bobine d'un seul tenant avec prises ou bien constituée par deux bobines indépendantes mises bout à bout.

L'écouteur E ne doit pas être shunté par l'habituel condensateur de 2.000 micromicrofarads : nous sommes en alimentation parallèle et il n'y a pas de HF dans le circuit d'anode $SE + B$.

Les variantes diffèrent essentiellement les unes des autres par la manière dont est couplé le circuit d'antenne à la bobine L (la terre étant toujours branchée au point t du circuit de la figure fondamentale XVI-43-1, et par la position de C' dans le circuit d'anode.

Comment expliquer le mécanisme de la réaction dans le récepteur Reinartz de la figure XVI-43-1 ?

Pour cela ouvrons une courte parenthèse à l'abri de laquelle nous allons traiter la question du neutrodynage d'une lampe détectrice et étudier à cette occasion la commande électrostatique de l'accrochage.

Revenons en arrière au paragraphe 23 consacré aux neutrodynes, c'est-à-dire aux méthodes de neutralisation de la capacité grille-anode des lampes triodes.

Au lieu de neutraliser la capacité interne C_1 par le dispositif de la figure XVI-23-7, on peut adopter le montage de la figure XVI-43-2. Dans ce montage, étudié par C. W. Rice, L_n est couplée à la bobine grille L au lieu de l'être à la bobine d'anode L' et C_n est relié à l'anode au lieu de l'être à la grille. Cette disposition revient à interchanger dans la figure fondamentale XVI-23-5 les circuits G et P .

Or, la figure XVI-43-2 réalise le montage Reinartz de la figure XVI-43-1. Le circuit P est la bobine « de choc » S et le condensateur C_n est le condensateur variable C' . On comprend immédiatement alors, en se reportant à ce qui a été dit au paragraphe 23, 2°, comment la variation du condensateur C' peut produire l'accrochage et le décrochage des oscillations.

On remarquera que la méthode de neutralisation de la figure XVI-43-2 conduit à utiliser des capacités C_n plus fortes que la méthode illustrée figure XVI-23-7. En effet, N_n et N étant les nombres de tours de L_n et de L , on a :

$$\frac{C_n}{N} = \frac{C_1}{C_n}$$

N_n étant au plus égal à N , C_n est au moins égal à C_1 , c'est-à-dire supérieur à 15 ou 20 micromicrofarads.

Fermons maintenant notre parenthèse et revenons au Reinartz de la figure XVI-43-1.

Nous n'allons pas étudier toutes les variantes de cet intéressant montage ; nous nous contenterons d'en décrire deux que nous appellerons respectivement « Reinartz ondes longues » et « Reinartz ondes courtes ». Par ondes longues, nous entendons ici les ondes supérieures à 200 mètres ; par ondes courtes, les ondes inférieures à 200 mètres et, en particulier, les ondes d'amateur.

1° *Reinartz ondes longues.* — Ce que nous appelons « Reinartz ondes longues » est le « Reinartz deuxième manière » que nous avons décrit en 1924, dans le numéro 2 du *Q.S.T. Français* sous la signature Sydney Thomson. Ce montage a été réalisé par de nombreux amateurs qui en ont tous reconnu les qualités. Nous conseillons à ceux qui entreprendront la construction de ce mon-

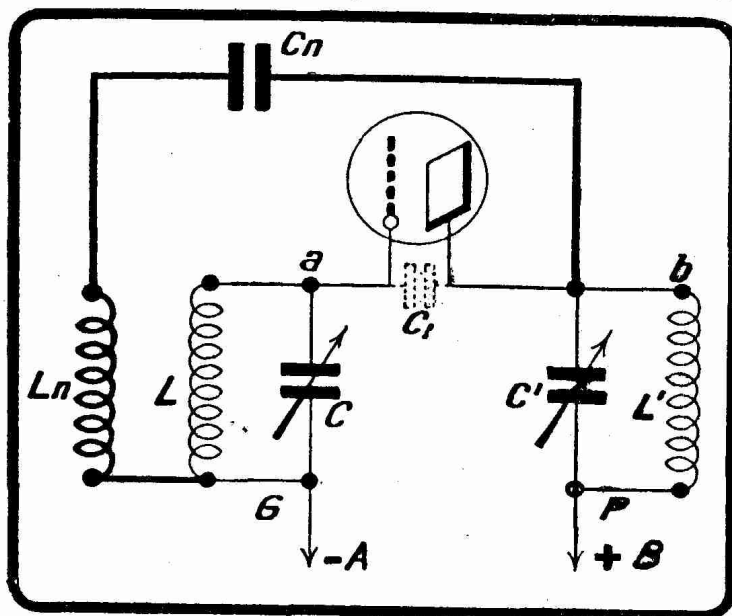


FIG. XVI-43-2. — Théorie de Reinartz pour le montage neutralisateur de C. W. Rice.

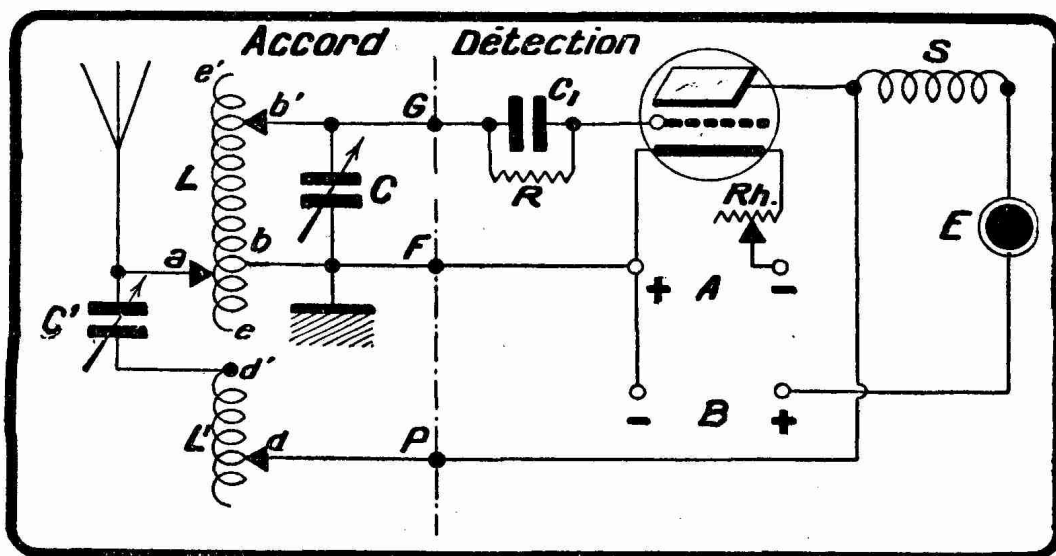


FIG. XVI-43-3. — Reinartz ondes longues.

tage, qui malgré son « âge », reste toujours d'actualité, de suivre d'aussi près que possible les indications qui vont suivre et qui correspondent à un récepteur encore actuellement en service. Il constitue, à notre sens, une des meilleures formules de « détectrice à réaction sans bobines interchangeables », dont on puisse conseiller la réalisation à l'amateur débutant.

La figure XVI-43-3 représente le schéma général du montage (accord et détection). Pour simplifier, nous avons indiqué des curseurs b' , a , d sur les bobines L et L' , alors qu'en réalité ces curseurs sont remplacés par des prises réunies à trois claviers de plots sur lesquels frottent des manettes.

b est une prise fixe.

Les bobinages L et L' sont faites à tours jointifs en fil 6/10 une couche coton sur des tubes de carton sans aucun vernis gomme laque ou autre. Le diamètre de L sera de 8 centimètres, celui de L' de 7 centimètres, de manière que l'on puisse faire pénétrer L' dans L . On lit dans certaines descriptions de Reinartz que L et L' sont bobinées sur le même cylindre de carton. Si l'on opère de cette manière, l'accrochage sur les ondes de l'ordre de 200 mètres et au-dessous peut, avec la disposition de la figure XVI-43-3, être difficile à obtenir. C'est pourquoi nous préférons fixer L' dans L du côté de e une fois pour toutes au moment de la construction, après nous être assurés que l'accrochage se fait bien sur toutes les longueurs d'onde.

Les bobinages L et L' seront faits dans le même sens. L' comportera 15 spires avec prises de 5 en 5 réunies à un commutateur correspondant au curseur d de la figure XVI-43-3. On conseille, en général, de prendre pour L' 45 spires avec prises de 15 en 15 ; ces nombres sont, à notre avis, beaucoup trop forts et doivent être ramenés à ceux que nous donnons.

La bobine S sera constituée comme il a été dit au moment de l'étude de l'alimentation parallèle (1). Il sera ici très avantageux d'utiliser en S le bobinage semi-apériodique à prises dont il a été question dans la note de la page 598. On obtient de cette façon un moyen d'agir sur la douceur de l'accrochage, ce qui, dans le cas de la réception radiotéléphonique, est de toute première utilité. La connexion reliant S à l'anode doit être aussi courte que possible (1 ou 2 centimètres par exemple).

Le rhéostat Rh est indispensable. Il permet de régler au mieux l'approche du point d'accrochage, comme nous l'avons vu lorsque nous avons décrit dans le paragraphe consacré à la détectrice à réaction classique.

Toutes les lampes détectrices de bonne marque fonctionnent sur ce poste. Il y a quelquefois un léger avantage à utiliser une lampe de forte résistance interne, mais en première approximation une lampe du type $\rho = 7.500$ convient parfaitement.

Avec le bobinage indiqué figure XVI-43-4, on couvre toutes les longueurs d'onde comprises entre 100 et 460 mètres, et cela sur n'importe quelle antenne d'amateur. Ces nombres 100 et 460 peuvent varier légèrement suivant la construction de la bobine L .

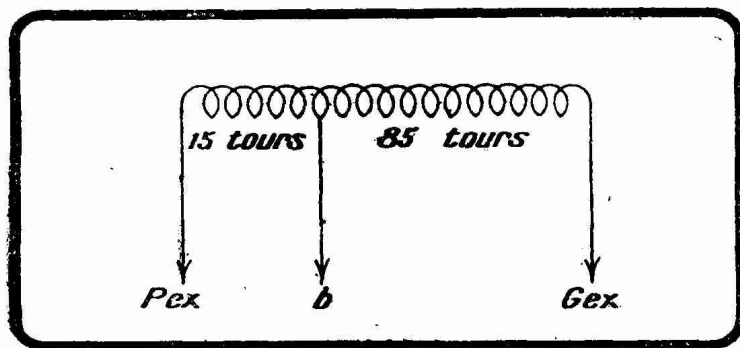


FIG. XVI-43-4. — Bobine extérieure.

Pour couvrir la bande 100-460, il suffit de placer les curseurs a , d' et d sur les positions convenables.

Le pôle b' étant sur le plot p_1 , on obtiendra les ondes de 100 à 190 mètres par la manœuvre du condensateur

C ; dans ce cas, on prendra deux tours dans l'antenne par le pôle a et dix tours dans la bobine d'anode L' par le pôle d (fig. XVI-43-3).

(1) Ne pas utiliser comme « bobine de choc » un enroulement sur noyau de fer, qui arrête sans doute les hautes fréquences, mais qui arrête également les basses fréquences élevées, ce qui provoque une déformation de la musique et de la voix dans le cas d'une réception radiophonique.

Sur p_2 , on obtiendra les ondes de 150 à 300 mètres en prenant deux à trois tours dans l'antenne et cinq dans l'anode.

Enfin, en plaçant le pôle b' sur p_3 , on aura les ondes comprises entre 225 et 450 mètres en utilisant toute la bobine antenne et en supprimant entièrement la bobine L' . Si l'on avait de la difficulté à accrocher dans le bas de cette bande 225-450, on introduirait en circuit cinq tours de la bobine L' .

Les diverses bandes indiquées ci-dessus peuvent varier légèrement d'une bobine L à l'autre.

Ce poste tel qu'il est s'arrête à 450 ou 460 mètres. Or, au delà, il y a des choses intéressantes à écouter... On pourrait augmenter le nombre des tours dans la partie be , mais nous ne le conseillons pas. Reportons-nous à la figure XVI-43-3. Nous avons figuré sur le commutateur a un plot marqué P_{ex} et sur b' un plot G_{ex} . On réunira P_{ex} , b et G_{ex} à trois bornes à l'aide desquelles on branchera une bobine extérieure constituée en 6/10 une couche coton, comme l'indique la figure XVI-43-4. On n'aura ainsi aucune peine à recevoir les ondes jusqu'à 600 mètres.

Pour utiliser la bobine extérieure, on placera a sur P_{ex} et b sur G_{ex} . La bobine L sera mise hors circuit comme lorsque la manette b' est placée sur p_3 .

En réalisant le montage de la figure XVI-43-3, on aura soin de ne pas trop serrer les différentes pièces qui le constituent (bobinages et condensateurs). On aura même intérêt à détacher dans une boîte distincte de la boîte d'accord. Cette boîte d'accord contiendra tout ce qui se trouve à gauche du trait mixte vertical qui sépare en deux le schéma de la figure XVI-43-3.

Comme sensibilité, on obtient au casque, avec une basse fréquence pentode de très belles auditions des stations européennes de puissance supérieure à 1,5 ou 2 kilowatts et situées dans un rayon de 1.000 kilomètres.

Le réglage est simple : il se réduit à la manœuvre du condensateur C avec lequel on recherche les stations et à celle du condensateur C' qui provoque l'accrochage et le décrochage des oscillations locales. Pour la réception de la téléphonie, il faut évidemment recevoir en décroché, mais aussi près que possible de l'accrochage, cela pour bénéficier du maximum de sensibilité, pour ne pas recevoir de sons déformés et pour ne pas gêner les voisins.

2° *Le Reinartz ondes courtes.* — Pour recevoir les ondes courtes inférieures à 200 mètres, on réalisera la variante de la figure XVI-43-5.

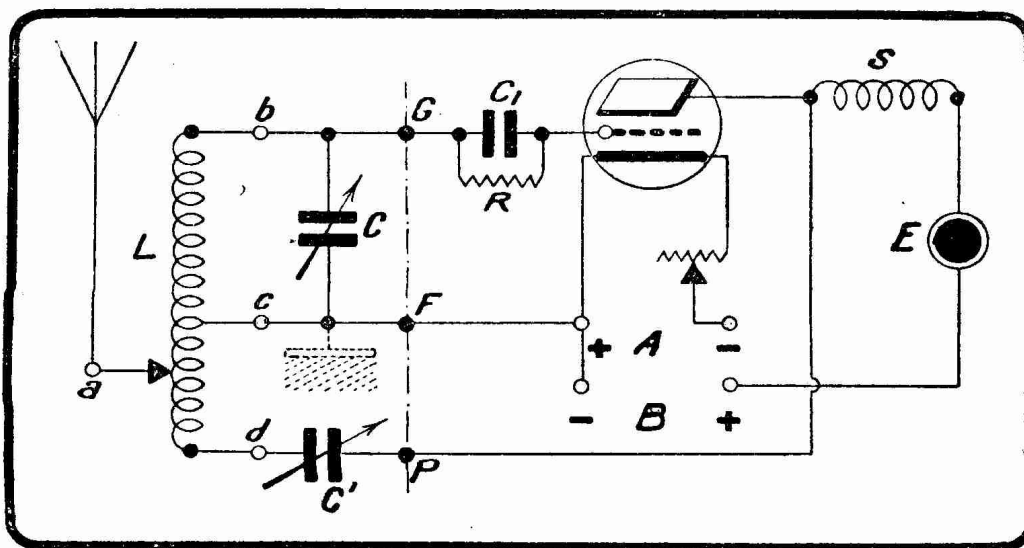


FIG. XVI-43-5. — *Le Reinartz ondes courtes.*

Ici, pas de manettes ni de jeu de plots ; une bobine L interchangeable comportant des prises reliées à des bornes. Ces prises sont soudées ou faites à l'aide de pinces suivant le genre de bobinage adopté pour L .

C est un condensateur variable de 150 micromicrofarads au maximum ; sa douceur de rotation, la perfection de ses contacts et l'absence dans son axe de tout jeu doivent être particulièrement recherchées. Les plaques mobiles de C sont branchées à la terre et ses plaques fixes au condensateur shunté.

C' est un condensateur variable de 250 micromicrofarads. Sa position dans le circuit d'anode est telle que, quel que soit le branchement des connexions sur ses armatures, il y a un effet de capacité dû à l'approche de la main de l'opérateur. C' ne peut être manœuvré que par l'intermédiaire d'un manche de commande à distance en matière isolante. C'est là un petit inconvénient du montage.

C₁ est un condensateur fixe à air de 100 à 150 micromicrofarads.

R est la résistance classique de 2 à 4 mégohms.

Pour la bobine S, on se reportera à ce qui a été dit à propos du Reinartz ondes longues. La bobine de la figure XVI-29-4 conviendrait ici merveilleusement.

Les prises *a*, *b*, *c*, *d* faites sur L sont réunies à des bornes correspondant respectivement à l'antenne, au condensateur shunté, au + 4 volts et au condensateur C'.

Pour recevoir les ondes de 25 à 50 mètres, et en particulier les essais de téléphonie entre 30 et 45 mètres, on réalisera un gabion de 8 tours en fil 12/10 deux couches coton. La prise *a* sera faite à 4 tours à partir de *d*, la prise *c* au tour suivant. Il restera ainsi 3 tours entre *c* et *b*.

Pour les ondes de l'ordre de 100 mètres, on utilisera le même fil, mais enroulé à tours jointifs sur un tube en carton de 8 centimètres de diamètre ;

10 tours entre *d* et *a*, 1 tour entre *a* et *c*, 16 tours entre *c* et *b*, soit au total 27 tours.

Pour recevoir les ondes inférieures à 20 ou 25 mètres, il est préférable d'utiliser en L une bobine en fil nu d'une dizaine de spires écartées, du type de la figure XV-10-10 par exemple. Les prises *a*, *b*, *c*, *d* seront faites alors à l'aide de pinces métalliques spéciales.

On observe fréquemment que la réception des ondes courtes s'effectue très bien sans terre, la capacité sources-terre assurant le contact manquant ; cependant, surtout dans le cas d'une alimentation par bloc secteur, une prise de terre peut se montrer nécessaire ; c'est pourquoi nous avons indiqué sur la figure XVI-43-9 la prise de terre en pointillé.

Il est possible de réaliser la figure XVI-43-9 en deux parties distinctes : boîte d'accord et boîte détectrice, cette dernière contenant l'amplification basse fréquence que l'on désire. L'écoute des ondes courtes se faisant presque exclusivement au casque, un seul étage basse fréquence suffit (voir paragraphe spécial sur la basse fréquence).

La boîte d'accord, bien que ne comportant pas de manettes ni de plots, comme dans le cas précédent, aura les mêmes dimensions de 40 × 22 centimètres, avec deux bornes « antenne » et « terre » à gauche, trois bornes G, F, P à droite pour la liaison avec la boîte détectrice et quatre bornes *a*, *b*, *c*, *d* sur l'emplacement des bornes G_{ex}, b, P_{ex}.

La bobine L est posée sur le dessus de la boîte d'accord à l'abri de toute induction nuisible. Les connexions intérieures sont en fil de cuivre nu non recuit de 16/10.

Les recherches des stations se fait par la manœuvre du condensateur C' tout en se maintenant à la limite de décrochage, mais accroché, par le condensateur C' ; il s'agit, en effet, ici, de la réception d'ondes entretenues. La rotation de C doit être très lente, car il est facile de « passer » sur une station sans s'en apercevoir.

§ 44. — Le montage Schnell.

Ce montage a été préconisé, en 1925, par F. H. Schnell. Ce récepteur a été utilisé par Schnell pendant sa croisière à bord de l'USS « Seattle » comme opérateur du poste à ondes courtes NRRL.

Le schéma du Schnell est représenté figure XVI-44-1. C'est, en somme, une détectrice à réaction dans laquelle l'ensemble source d'anode-casque est shunté par un condensateur C' variable que les Américains appellent *condensateur d'admission* (throttle condenser).

L_1 est la bobine d'antenne (accord Bourne), LC le circuit d'accord proprement dit, C_1R l'ensemble classique du condensateur fixe à air de 100 à 150 micromicrofarads et de la résistance de 3 ou 4 mégohms, L' la bobine de réaction couplée de manière fixe à L , C' le condensateur dit de réaction dont la manœuvre commande l'accrochage et le décrochage des oscillations dans la lampe, enfin E

est le casque ou le primaire d'un transformateur basse fréquence de rapport 5 dans le cas où l'on amplifie le courant détecté. Un milliampèremètre gradué de 0 à 5 ou 10, suivant la lampe utilisée, peut être placé en M pour le contrôle visuel de l'accrochage.

L'appellation américaine du condensateur C' , « condensateur d'admission », peint assez bien son rôle. C'est lui qui, fournissant un passage plus ou moins facile aux courants de haute fréquence en leur faisant éviter l'impédance du casque et de la batterie, permet d'obtenir l'accrochage ou le décrochage des oscillations dans la lampe. Tout se passe, en somme, comme si l'on était en présence de la lampe détectrice à réaction classique dans le circuit d'anode de laquelle se trouverait une résistance variable ⁽¹⁾.

On remarquera que dans le Schnell l'alimentation se fait en parallèle sur le condensateur C' ; dans le Reinartz, en parallèle sur l'ensemble $C'L'$ (comparer les figures XVI-43-1 et XVI-44-1).

L'avantage du Schnell sur la détectrice à réaction classique est de ne pas présenter de couplage variable entre les bobines L et L' ; ce couplage est fixé une fois pour toutes au moment de la mise au point du montage. Cette absence de couplage magnétique variable entre la bobine d'anode et la bobine de grille est commune au Schnell et au Reinartz. Les résultats obtenus avec ces deux montages sont d'ailleurs équivalents, le Schnell pouvant revendiquer une certaine supériorité dans la réception des ondes inférieures à 20 mètres.

Le Schnell a surtout été destiné à la réception des ondes courtes d'amateurs, mais rien n'empêche de l'utiliser, comme nous le verrons, à l'écoute des stations de radiodiffusion. C'est une simple question de bobinages et de condensateurs.

Il y a lieu d'observer dans le Schnell, comme dans toute détectrice à réaction, un sens relatif convenable des connexions sur les bobines L et L' . Ce sens est donné par la règle indiquée à propos de la figure XVI-27-6 et qui se résume ainsi : brancher à l'anode et au condensateur shunté C_1R les extrémités de L' et de L correspondant à des pôles de noms contraires.

La figure XVI-44-1 suppose L' (bobine de réaction couplée à L (bobine d'accord) du côté de L correspondant à la grille. Certains auteurs américains

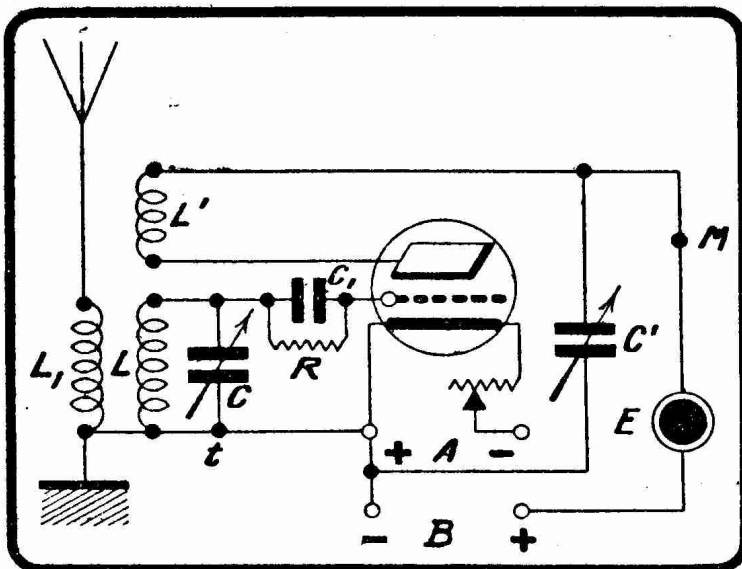


FIG. XVI-44-1. — Le récepteur Schnell.

(1) En fait, on peut réaliser une commande d'accrochage dans une détectrice à réaction classique en introduisant dans le circuit d'anode une résistance variable d'une cinquantaine de mille ohms (voir note 1, page 677).

préconisent de coupler L' à L du côté de L correspondant au filament, cela afin d'éviter que la manœuvre de C' n'ait une influence sur l'accord, c'est-à-dire

que l'on ne soit obligé de retoucher C après avoir amené C' à une valeur correspondant à la limite d'accrochage ou à la limite de décrochage.

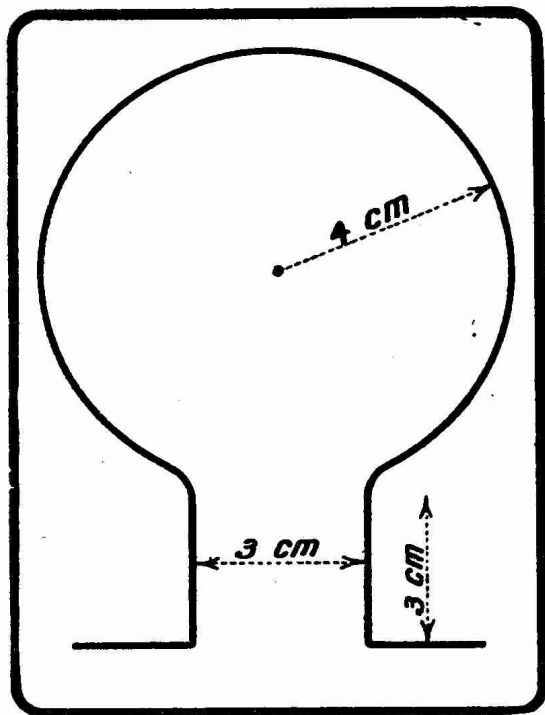


FIG. XVI-44-2. — Bobine d'une spire.

souvent de règle, ni dans le Bourne (détectrice à réaction du type de la figure XVI-42-1), où le couplage LL' variable agit énergiquement sur l'accord du circuit LC.

Pour la réception des ondes courtes d'amateur, il faut disposer pour L_1 , L et L' d'un jeu de bobines type O.C. de 1, 2, 3, 4, 5, 6 et 7 tours. Le fil employé ici sera de préférence du fil de sonnerie à isolement paraffiné.

La bobine de 1 tour sera fermée par une simple boucle de fil, comme le montre la figure XVI-44-2.

Pour la bande 20-45 mètres, qui intéresse particulièrement les amateurs d'ondes courtes télégraphiques, amateurs auxquels le Schnell s'adresse spécialement, on constituera comme suit le groupement L_1 , L , L' .

L_1 un ou deux tours,

L cinq tours,

L' six tours.

L_1 est parallèle à L et à 4 centimètres, L' est inclinée d'environ 45° par rapport à L qui est verticale et placée entre L_1 et L' .

Ces positions relatives peuvent d'ailleurs varier et nous ne les indiquons que comme point de repère. Il est toujours bon d'utiliser des couplages lâches et de prendre en L' le moins de tours possible, toujours pour éviter l'action perturbatrice du condensateur C' sur l'accord du circuit LC.

Avec un tour en L_1 , un tour en L et deux tours en L' , nous trouvons avec notre appareil les sept mètres avec 40 micromicrofarads à l'accord et l'accrochage se produit pour des ondes encore plus basses.

Les condensateurs C et C' , qui accompagnent les bobines précédemment décrites, doivent répondre aux caractéristiques suivantes :

C' est un condensateur variable de capacité maximum de 460 micromicrofarads. Ses plaques mobiles sont branchées au pôle négatif de la source d'anode. Le condensateur d'accord C sera choisi avec le plus grand soin. Il devra être

Dans le Schnell que nous avons sous les yeux en écrivant ce chapitre et qui correspond à la figure XVI-44-1, plus une basse fréquence à transformateur, il n'y a pas d'effet sensible de C' sur l'accord du circuit LC, quoique L' soit couplé à L du côté de L correspondant à la grille. Il est vrai que L et L' sont, dans le montage en question, couplés de manière très lâche. L'effet perturbateur de C' est négligeable au point que ce condensateur peut être manœuvré de sa valeur d'accrochage à sa valeur maximum sans que l'on cesse d'entendre la station sur la longueur d'onde de laquelle se trouve réglé le circuit LC ; on observe seulement une légère diminution de l'intensité de la réception. C'est là une propriété des plus intéressantes du montage Schnell, que l'on ne retrouve généralement pas dans le Reinartz, à cause des couplages LL' (fig. XVI-43-1) serrés qui sont le plus

du type « à faibles pertes » et d'une très grande douceur de rotation, condition indispensable à la recherche facile des émissions faibles. On veillera particulièrement à ce que son axe ne présente pas un jeu latéral ou longitudinal ; le jeu latéral se rencontre souvent, même sur des appareils de prix élevé ; l'existence d'un tel jeu provoque des variations de capacité sans rotation des lames mobiles, ce qui est incompatible avec une réception stable des ondes très courtes dont il est question ici. La capacité maximum du condensateur C doit être de 150 micro-microfarads. Il est bon que C soit du type à variation linéaire de longueur d'onde. Même si le constructeur s'est efforcé de donner à l'appareil une telle loi de variation sans y parvenir, ce qui est le plus souvent le cas, la forme spirale plus ou moins fantaisiste des plaques mobiles contribue cependant à donner au condensateur une capacité résiduelle très faible, ce qui est hautement désirable ici. Les plaques mobiles de C seront branchées au point *t* du circuit grille.

Du fait du branchement à la terre des plaques mobiles de C et de C', il n'y a pas dans le Schnell d'effet d'approche de la main comme dans certaines variantes du Reinartz.

Si l'on désire recevoir avec le montage de la figure XVI-44-1 la bande 200-600 mètres, bande qui contient toutes les « petites ondes » de la radiodiffusion, il faut utiliser des bobinages et des condensateurs C et C' plus importants.

Pour L_1 , on prendra 15 tours, pour L 50 tours et pour L' de 10 à 30 tours (à déterminer par tâtonnements). Le fil utilisé sera du 6/10 deux couches coton. Les enroulements seront cylindriques, bobinés à 1 centimètre les uns des autres sur un carton de 8 centimètres de diamètre.

Les condensateurs variables C et C' auront respectivement 460 et 920 micro-microfarads (2×460 pF).

Le milliampèremètre M pourra être toujours utilisé et l'on placera avantageusement entre M et E une « bobine de choc » constituée par 200 tours de 15/10 deux couches coton en vrac ; un nid d'abeilles de 200 tours conviendrait fort bien. Cette bobine de choc doit être placée à au moins 15 centimètres des bobines L_1 , L et L'.

Le Schnell, comme tout montage détecteur, peut fort bien être complété par une amplification basse fréquence de un (utilisation d'une pentode) ou de deux étages, suivant l'intensité d'audition désirée.

REMARQUES IMPORTANTES. — I. Contrairement à la disposition que nous avons adoptée jusqu'alors, les figures XVI-42-1, XVI-43-1, XVI-43-3, XVI-44-1 présentent comme point commun des sources d'alimentation le — B et le + A au lieu du — B et du — A. Cette disposition, naguère fréquemment adoptée, revient simplement à augmenter le potentiel de l'anode, par rapport à l'extrémité négative du filament, des 4 ou des 2 volts de la batterie de chauffage.

En pratique le retour du pôle négatif de la source B se fera indifféremment (1) au + A ou au — A, à la condition que le retour de grille soit, lui, branché à l'endroit convenable (extrémité positive du filament dans le cas d'une lampe détectrice par la grille montée d'après la figure XVI-37-5 ou la figure XVI-40-1 par exemple, extrémité négative dans tous les autres cas).

II. Le Reinartz et le Schnell s'accommodent de triodes à chauffage indirect et peuvent être l'objet de réalisations fort efficaces dans le type « secteur ». Il suffit de remplacer la lampe à chauffage direct par une lampe à chauffage indirect et de relier la cathode et le retour du circuit de grille directement au — B.

§ 45. — Grincement de décrochage dans une détectrice à réaction.

Le *grincement* ou *grognement de décrochage* (fringe howl des Anglo-Saxons) est un bruit strident, fatigant pour l'oreille, présentant peu de carac-

(1) En général, dans les postes récepteurs « batteries » alimentés par des blocs d'alimentation en alternatif redressé et filtré, on préfère, pour des raisons de stabilité électrique, réaliser la communauté des « moins » comme il a été spécifié à propos de la représentation théorique de base de la figure XVI-11-1.

tères musicaux et pouvant se produire dans tous les montages détecteurs précédés ou non d'une amplification haute fréquence, suivis ou non d'une amplification basse fréquence (mais s'observant le plus souvent dans la réception des ondes courtes) au moment où la détection se trouve à la limite de décrochage, mais accrochée. Ce phénomène s'explique par des accrochages et décrochages successifs à fréquence acoustique dus à l'instabilité de la lampe à la limite d'entretien. Il se manifeste que l'on fasse accrocher ou décrocher la détectrice, c'est-à-dire quel que soit le sens dans lequel on franchit le point où les oscillations se déclenchent.

Le grincement de décrochage est très gênant lorsque l'on écoute de la télégraphie, car il se manifeste justement sur le réglage où la réception est la meilleure (maximum de sensibilité). Pour la téléphonie, il ne trouble pas l'audition proprement dite, puisque cette audition se fait lampe détectrice décrochée, mais il fatigue l'oreille en se déclenchant dès que la détectrice accroche, ce qui se produit souvent au cours des tentatives que fait l'opérateur pour se maintenir aussi près que possible de l'accrochage, point où l'on bénéficie de la meilleure sensibilité.

Il a été dit et écrit beaucoup de choses dans les milieux amateurs sur ce grincement, sur ses causes et sur ses remèdes.

Voici quelques-uns des facteurs qui agissent sur le « fringe howl » et qu'il faut examiner les uns après les autres pour faire disparaître ce phénomène gênant lorsqu'il se produit :

1° Couplage grille-anode : dans ce couplage intervient évidemment toute prise effectuée sur l'une des bobines grille ou anode (prise antenne par exemple) ou toute bobine couplée à la grille ou à l'anode (bobine antenne d'un accord Bourne par exemple) ;

2° Tension anode et tension de chauffage de la détectrice : ces tensions doivent en général diminuer au fur et à mesure que la longueur d'onde que l'on détecte diminue, mais la chose n'a rien d'absolu ;

3° Impédance du circuit d'anode : c'est là le point important, on élimine pour ainsi dire à coup sûr le grincement d'accrochage en montant en parallèle sur le secondaire du transformateur BF effectuant la liaison de la détectrice avec la lampe amplificatrice suivante, une résistance égale à $N^2\rho$, N étant le rapport de transformation du transformateur et ρ la résistance interne de la lampe détectrice. Lorsque l'on utilise une lampe de forte résistance interne (40.000 ohms et plus) la résistance secondaire en question peut se trouver être réalisée par le mauvais isolement du circuit basse fréquence. C'est ce qui a fait dire que les lampes à forte résistance interne provoquaient beaucoup moins le « fringe howl » que les lampes à ρ moyen ou faible ;

4° Condensateur shunté : si la résistance est trop grande, si le condensateur est trop petit, le grincement se produit (oscillation intermittente de la détectrice) ; on recherchera les meilleures valeurs du condensateur et de la résistance par tâtonnement. En général, le troisième remède suffit.

§ 46. — Application de la détection par lampe à la mesure des tensions alternatives de faible amplitude.

La mesure des tensions alternatives de faible amplitude (ordre du volt), et, en particulier, des tensions haute fréquence, ne peut se faire à l'aide des voltmètres habituels qui présentent une trop grande inertie et une résistance interne trop faible, créant une chute de tension dans l'appareil ou le dispositif créateur de la tension à mesurer.

On peut utiliser à ce genre de mesure une lampe triode montée en détectrice par utilisation de la courbure inférieure de la caractéristique tension grille-courant anode.

Considérons en effet la figure XVI-37-1 dans laquelle nous supposons que nous avons retiré le circuit oscillant CL, court-circuité les bornes *a* et *b* et remplacé le téléphone par un milliampermètre *M* gradué par exemple de 0 à 0,5 mA, de manière à obtenir la figure XVI-46-1. La batterie *B* est de 15 à 20 volts. Nous réglons la batterie de polarisation *G* (par son potentiomètre *P*) jusqu'à ce que nous nous trouvions sur la courbe caractéristique tension grille-courant anode de la figure XVI-37-2 au point *p*. Si à ce moment nous retirons la barrette qui relie les bornes *a* et *b* et que nous appliquons entre ces bornes une différence de potentiel alternative de fréquence quelconque, la tension de la grille va varier autour de *u* à cette fréquence et le courant d'anode varie asymétriquement (détection) autour de *I*, courant correspondant au point *p*. Cette variation asymétrique se traduit par une augmentation du courant indiqué par le milliampermètre d'anode dont l'aiguille marque une intensité I_1 plus grande que *I*. On peut, d'après la lampe utilisée et ses conditions de fonctionnement (chauffage, tension d'anode, etc.) tracer ⁽¹⁾ une courbe représentant la variation du courant d'anode I_1-I en fonction de la tension efficace (ou encore de la tension maximum, et alors le dispositif prend le nom de *voltmètre de crête*) appliquées entre *a* et *b* : on se trouve en présence d'un véritable voltmètre à lampe, appelé encore *voltmètre de Moullin* ⁽²⁾.

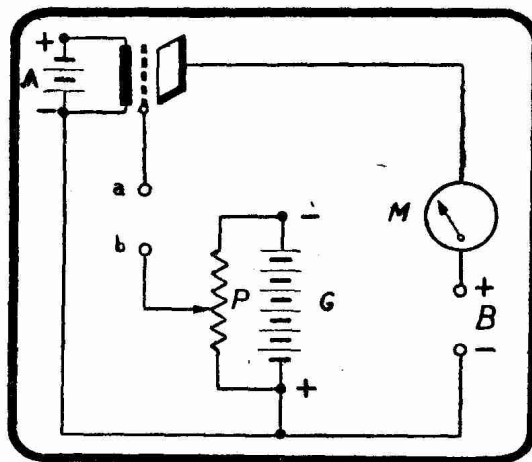


FIG. XVI-46-1. — Mesure des tensions alternatives à l'aide d'une triode. Voltmètre de Moullin.

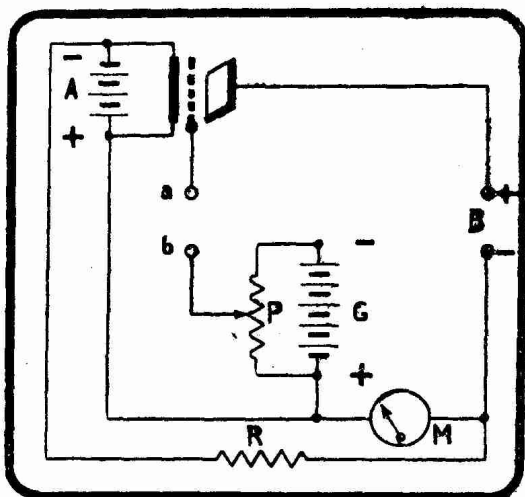


FIG. XVI-46-2. — Voltmètre de Moullin avec dispositif de compensation du courant anodique de repos à travers le milliampermètre *M*.

Pratiquement, on place le milliampermètre d'anode de l'autre côté de la batterie d'anode *B* par rapport à l'anode, et on shunte l'ensemble batterie *A* — milliampermètre, par une résistance *R* ⁽³⁾ montée comme l'indique la figure XVI-46-2 et telle que, les bornes *a* et *b* étant court-circuitées, l'aiguille du milliampermètre reste au zéro, le courant plaque *I* étant alors compensé par le courant en sens inverse débité par *A* à travers la résistance et le milliampermètre. Cette disposition permet d'utiliser pour les mesures toute l'échelle du milliampermètre.

Le voltmètre à lampe sert à établir des courbes de résonance, à étudier les différences de potentiel disponibles en divers points d'un amplificateur haute ou moyenne fréquence, à représenter graphiquement les propriétés des pick-up aux diverses fréquences (courbes de réponse, etc.).

Il existe des lampes triodes spéciales pour l'équipement des voltmètres décrits. Dans ces lampes, des dispositions sont prises pour que la résistance d'isolement de la grille soit élevée ⁽⁴⁾ et pour que la capacité de cette grille, par

(1) En se servant pour cet étalonnage de faibles tensions continues connues appliquées entre les bornes *a* et *b*.

(2) E.-B. Moullin, né en 1893, est l'auteur d'un ouvrage fondamental sur les mesures en haute fréquence.

(3) Pratiquement comprise entre 20.000 et 50.000 ohms suivant la lampe employée et la tension de chauffage. Une résistance variable rendra des services.

(4) Donc pour que le courant de fuite de grille soit très faible, de l'ordre du millième de millionième de microampère.

rapport aux électrodes, soit faible. Des blindages (anneaux de garde) contribuent à diminuer les capacités.

Parmi ces lampes, nous citerons la lampe électromètre triode Gecovalve très en usage dans les laboratoires et dont voici les caractéristiques :

tension de chauffage	1 volt
intensité de chauffage	0,1 ampère
tension d'anode (source B)	4 à 10 volts
pente pour — 2 volts grille et + 6 volts anode	0,08 mA/V
résistance d'isolement de la grille	10^{15} ohms
capacité grille-autres électrodes	1.6 pF

Une autre lampe triode de ce genre, plus simple mais très intéressante, est la A577 Gecovalve qui convient aux mesures de précision moyenne. C'est une triode à chauffage indirect 4 volts 1 ampère, prévue pour 250 volts anode. La grille est reliée à un téton du sommet de l'ampoule. La pente est de 2 mA/V, le coefficient d'amplification de 6, la résistance d'isolement de la grille mesurée à une fréquence de 1 Mc/s est de 20 MΩ et la capacité d'entrée de 6 pF.

La figure XVI-46-3 donne le montage d'une A577 en voltmètre (redresseuse par courbure de la caractéristique d'anode) avec une polarisation automatique par la résistance R_1 . Il est essentiel, lorsque la lampe est utilisée à des mesures en haute fréquence, que la connexion de grille soit aussi courte que possible et que les isolants éventuellement employés soient du type à faibles pertes. On peut alimenter le voltmètre à lampe ainsi constitué soit par des batteries, soit

par de l'alternatif (alternatif brut sur l'élément chauffant, alternatif redressé et filtré sur l'anode). La résistance fixe R_2 de 10.000 ohms et le potentiomètre P de 1.000 ohms servent, en combinaison avec une source de 4,5 volts (pile de poche) à compenser le courant d'anode de repos à travers le milliampèremètre M et permettent d'utiliser aux mesures toute l'échelle du milliam-

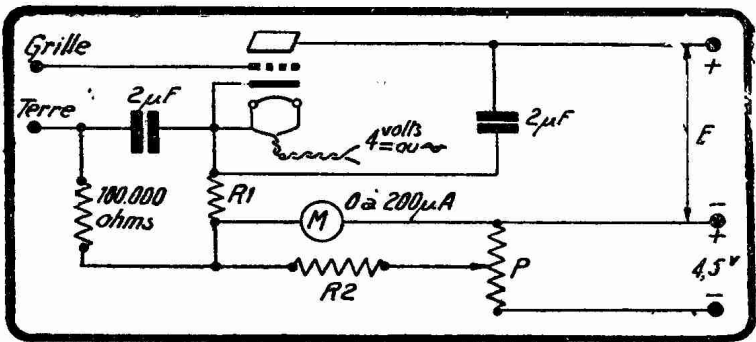


FIG. XVI-46-3. — Montage de la triode électromètre à chauffage indirect A577.

pèremètre. Lorsque l'on branche les alimentations, il est recommandé de court-circuiter préalablement M .

Voici quelques valeurs de la tension continue E à appliquer à l'anode suivant la gamme de tensions efficaces à mesurer.

GAMME DE TENSIONS EFFICACES à mesurer en volts	TENSION E en volts	RESISTANCE DE CATHODE R_1 en ohms
0 à 5	35	13.000
0 à 15	75	60.000
0 à 50	270	250.000
0 à 100	270	550.000
0 à 150	270	800.000

CHAPITRE VI

LES THYRATRONS

Les triodes examinées dans les chapitres qui précèdent sont des triodes à vide dans l'ampoule desquelles règne une pression d'au plus 10^{-7} mm de mercure. Nous allons étudier rapidement dans ce chapitre les triodes dans l'ampoule desquelles on a introduit, après vidage préliminaire, une atmosphère gazeuse (en général, vapeur de mercure, mais il existe des lampes de ce genre où l'on utilise le néon et aussi l'argon). Ces triodes sont connues sous le nom de *thyratrons*.

§ 47. — Théorie élémentaire.

Lorsque l'on introduit une grille entre la cathode et l'anode d'une valve à gaz en général, à vapeur de mercure en particulier, on réalise un *thyatron* ⁽¹⁾. Cet appareil présente, avec la lampe triode classique à vide, un certain nombre de différences et un certain nombre de similitudes.

Lorsque l'on applique la tension sur l'anode d'un thyatron, le courant d'anode n'apparaît pas si la grille se trouve portée par rapport à la cathode à une tension suffisamment négative. C'est là une propriété commune au thyatron et à la triode à vide.

Lorsque l'on diminue la valeur absolue de la tension négative de grille (ou lorsque l'on augmente la tension de l'anode) au delà d'une certaine valeur, le courant d'anode prend brusquement naissance. Le thyatron est donc un relais et beaucoup de ses applications sont la mise en œuvre de cette propriété : il suffit d'une petite variation de tension statique sur la grille pour déclencher un fort courant d'anode, d'une puissance de l'ordre du kilowatt par exemple. La chute de tension entre cathode et anode est constante (12 à 18 volts suivant la température dans le cas de la vapeur de mercure) quelle que soit la valeur de l'intensité d'anode, qui n'est limitée que par la résistance du circuit extérieur ⁽²⁾ qu'il faut avoir soin de dimensionner correctement. *Une fois que le courant anodique est amorcé, la grille n'a plus aucune action sur lui, elle est incapable non seulement de l'arrêter, mais encore de le diminuer.* Dès que le courant d'anode apparaît, le thyatron se comporte comme une simple diode à vapeur de mercure ⁽³⁾.

Pour arrêter le courant d'anode, il faut soit couper le circuit d'anode, soit réduire la tension anodique à une valeur très faible, inférieure à celle qui est exigée pour assurer l'ionisation (10,4 volts dans le cas de la vapeur de mercure). *C'est là une propriété spéciale au thyatron.* Dans une triode à vide, nous l'avons vu dans le chapitre précédent, la grille est capable, *en toutes circonstances*, d'agir sur le courant d'anode.

(1) *Thura*, en grec, veut dire « porte ». Le thyatron est, en effet, une lampe triode dans laquelle, nous allons le voir, la grille peut déclencher le courant d'anode, livrer passage, ouvrir la porte à ce courant d'anode.

(2) De cette faible chute de tension interne résulte que la dissipation des thyratrons est très petite. Les dimensions des anodes peuvent, en conséquence, être très petites, et les ampoules de diamètre très réduit. Les thyratrons sont en fait de petites lampes par comparaison aux triodes à vide correspondantes.

(3) On a réalisé des thyratrons dans lesquels la grille a un effet de commande sur le courant d'anode après l'amorçage de ce courant ; mais cette action ne se produit que pour des courants d'anode faibles, et il faut appliquer à la grille une puissance considérable pour écarter la couche d'ions positifs.

Soit E la tension appliquée sur l'anode, G la tension grille (négative) qui amorce pour cette tension d'anode le courant d'anode. Le rapport :

$$k = \frac{E}{G}$$

que l'on appelle « rapport de commande de grille », est pour un thyatron donné, une constante pour une large bande de tensions d'anode (1).

Les six caractéristiques importantes en matière de thyatrons sont :

- 1° La tension inverse maximum ;
- 2° La tension d'anode maximum ;
- 3° L'intensité instantanée maximum du courant d'anode ;
- 4° L'intensité moyenne maximum du courant d'anode ;
- 5° Le rapport de commande de grille ;
- 6° La durée de désionisation.

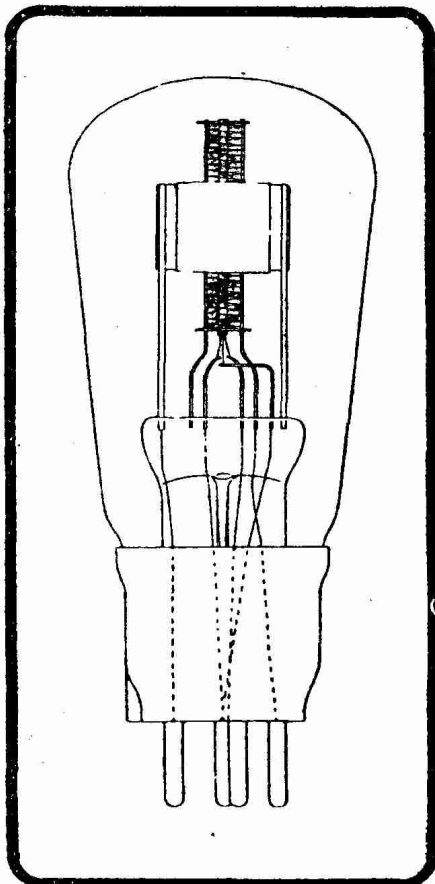


FIG. XVI-47-1. — Le thyatron Gecovalve GT1.

Les caractéristiques 2, 5 et 6 ne s'appliquent qu'au thyatron (triode à gaz), les autres au phanotron (diode à gaz) et au thyatron. La définition de certaines de ces caractéristiques a été donnée précédemment. Il n'est pas inutile de grouper ici les définitions sommaires de ces termes.

Tension inverse maximum : plus grande tension instantanée que le thyatron peut tenir dans le sens contraire de celui qui déclenche normalement le courant d'anode.

Tension anodique maximum : plus grande tension instantanée que l'on peut appliquer à l'anode et pour laquelle existe une tension négative de grille pouvant empêcher le courant d'anode maximum de se déclencher.

Intensité maximum instantanée du courant d'anode : plus grande valeur instantanée du courant d'anode compatible avec la conservation de la cathode et un échauffement acceptable de l'ampoule.

Intensité moyenne maximum : plus grande valeur moyenne du courant d'anode en service continu compatible avec un échauffement acceptable de l'ampoule.

Rapport de commande de grille : rapport de la tension anodique à la tension grille déclenchant, pour cette tension anodique, le courant dans le circuit d'anode.

Durée de désionisation : temps minimum pour que l'ionisation de la vapeur de mercure cesse et pour que la grille retrouve sa possibilité d'action sur le déclenchement du courant d'anode. Cette caractéristique influe sur certaines possibilités d'emploi du thyatron.

Le thyatron lancé en premier sur le marché français a été le GT1, thyatron de la General Electric de France. Ce thyatron est une triode à vapeur de

(1) On remarquera que ce rapport k correspond au coefficient d'amplification statique d'une lampe triode à vide tel que nous l'avons défini page 527 à propos de la tension de déplacement.

mercure à chauffage indirect. Il se présente extérieurement comme une triode à vide à chauffage indirect. Sa hauteur totale est de 13 centimètres. Son culot est du type européen secteur à cinq broches. La figure XVI-47-1 donne l'aspect général du thyatron GT1, dont voici maintenant les caractéristiques électriques :

Tension de chauffage	4 volts
Intensité de chauffage	1,3 ampère
Durée d'échauffement	30 secondes
Tension d'anode maximum	1.000 volts
Tension inverse maximum	1.000 volts
Courant instantané maximum	0,6 ampère
Courant moyen normal	0,3 ampère
Rapport de commande de grille	20 à 25 ⁽¹⁾
Durée de désionisation	1/10.000 seconde

Malgré sa petitesse, en général, et celle de son anode, en particulier, le thyatron GT1 est capable de « manier » des puissances de quelques centaines de watts tout en ne dissipant sur son anode que 4 ou 5 watts. C'est là une propriété commune à tous les thyratrons du fait de la faible chute interne.

Si l'on appelle G la tension grille qui amorce le courant d'anode pour une tension d'anode E , on peut tracer la courbe de variation de E en fonction de G . Pour le thyatron GT1, on obtient la courbe de la figure XVI-47-2. Cette courbe montre que le rapport de commande de grille du GT1 est bien de l'ordre de 25. Cela veut dire qu'une tension de grille de -10 volts suffit à s'opposer à l'amorçage du courant d'anode, la tension d'anode étant de 250 volts.

Les thyratrons à vapeur de mercure n'ont pas une caractéristique indépendante de la température. Ainsi la courbe caractéristique de la figure XVI-47-2 tend à devenir plus verticale (autrement dit, le rapport de commande de grille diminue) lorsque la température augmente, passe par exemple de 20 à 80 degrés.

C'est là un inconvénient dans beaucoup d'applications et l'on utilise de plus en plus fréquemment pour cette raison des thyratrons au néon ou à l'argon dont les caractéristiques sont indépendantes de la température. La chute de tension y est d'autre part constante à 15 volts (dans un thyatron à vapeur de mercure, cette chute varie entre 12 et 18 volts suivant la température).

Parmi ces thyratrons à l'argon nous citerons le GT1A et le GT1B Gecoalve, ce dernier spécialement destiné aux récepteurs de télévision. Tous deux sont à chauffage indirect.

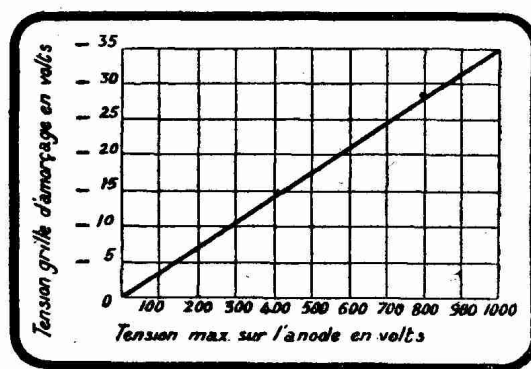


FIG. XVI-47-2. — Variation de la tension de grille déclenchant le courant d'anode d'un thyatron GT1 en fonction de la tension introduite dans le circuit d'anode.

	GT1A	GT1B
Tension de chauffage	4 volts	4 volts
Intensité de chauffage	1,3 ampère	1,35 ampère
Tension d'anode (max.)	300 volts	120 volts
Courant d'anode instantané max.	0,6 ampère	0,5 ampère
Courant d'anode normal	200 mA	2 mA

(1) Suivant la température.

Comme autres thyratrons, on peut signaler le 885 et le 884 de la RCA, et les thyratrons Mazda et Miniwatt que nous décrirons lorsque nous étudierons l'oscillographe cathodique.

Utilisation des thyratrons à la transformation statique d'une tension continue en une tension alternative.

Nous avons vu que le courant d'anode une fois établi ne peut être supprimé par l'intervention de la grille. Pour l'interrompre, il faut couper le circuit d'anode.

Au lieu de couper le circuit d'anode, on peut introduire dans ce circuit une force électromotrice agissant en sens contraire de la tension anodique, de sorte que la tension entre cathode et anode atteigne une valeur nulle ou tout au moins inférieure à la tension d'ionisation (10,4 volts pour le mercure). La force électromotrice contraire doit donc être au moins égale à la tension anodique et son apparition doit être de durée suffisante pour permettre aux ions positifs de se disperser. Cette méthode peut se mettre en œuvre de diverses manières, parmi lesquelles on peut citer celle du condensateur de décharge qui conduit tout naturellement à l'une des applications les plus intéressantes des thyratrons : la transformation d'une tension continue en tension alternative.

Considérons la figure XVI-47-3. R_u est la résistance représentant le circuit d'utilisation, R_l une résistance élevée. L'interrupteur I étant ouvert, le conden-

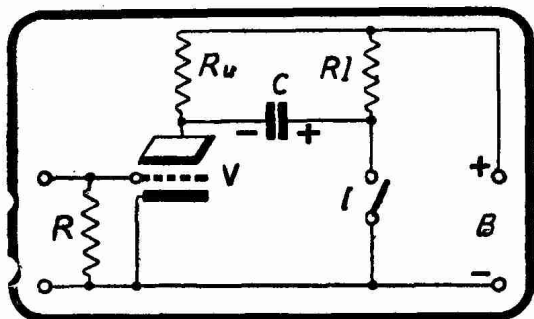


FIG. XVI-47-3. — Le courant d'anode du thyatron V peut être interrompu en appliquant entre anode et cathode la décharge du condensateur C , préalablement chargé aux bornes de R_u à travers R_l .

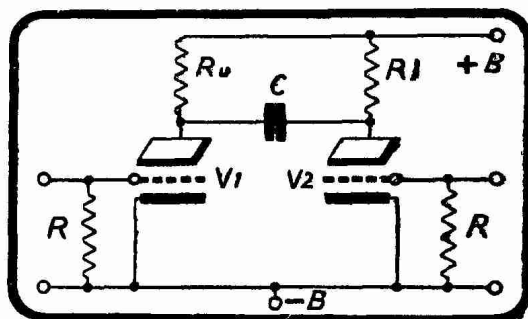


FIG. XVI-47-4. — L'interruption du courant d'anode de V_1 , s'obtient par le déclenchement du courant d'anode de V_2 , et réciproquement.

sateur C se charge à la tension existant aux bornes du circuit d'utilisation R_u , c'est-à-dire à une tension égale à la tension anodique moins les 15 volts de chute dans le thyatron. La charge de C est répartie comme le montrent le + et le - de la figure XVI-47-3. Lorsque l'on ferme l'interrupteur I , le condensateur C est branché directement entre anode et cathode et la tension aux bornes de C s'oppose à celle de l'alimentation : le courant d'anode est interrompu.

Si la capacité de C est assez grande pour que la décharge du condensateur assure une désionisation suffisante, la grille est capable, si elle est à une tension négative convenable, d'empêcher le courant d'anode de se rétablir.

La capacité minimum de C dépend, pour un type de thyatron donné, du courant d'anode, de la tension d'anode et de la tension négative de grille. Cette capacité est d'autant plus faible que la grille est plus négative. La capacité de C doit d'autre part être considérablement augmentée s'il s'agit de couper le courant d'un thyatron « chaud », c'est-à-dire à travers lequel le courant passe depuis un certain temps.

Le rôle de l'inverseur I de la figure XVI-47-3 peut être rempli par un second thyatron monté comme l'indique la figure XVI-47-4.

Quand la grille du thyatron V_2 devient moins négative, le courant d'anode s'amorce dans V_2 , provoquant la liaison de C au -B et, en conséquence, la

suppression du courant d'anode du thyatron V1. De même quand la grille du thyatron V1 devient moins négative, le courant d'anode du thyatron V2 est coupé.

Si les potentiels des grilles de V1 et de V2 varient avec le déphasage convenable, le courant à travers Ru peut être coupé et établi au rythme, à la fréquence que l'on désire.

La figure XVI-47-4 est très importante. Elle sert de principe aux montages convertissant une tension continue en une tension alternative, montages dits « invertis » par les Anglo-Saxons.

Si, figure XVI-47-4, des variations de potentiel décalées de π (en opposition) sont appliquées sur les grilles de V1 et de V2, le courant fourni par la source continue branchée en + B et - B va circuler alternativement dans les résistances Ru et Rl ; la fréquence de ces passages de courant est la fréquence même de variation du potentiel des grilles. Donc en remplaçant Ru et Rl par les enroulements primaires d'un transformateur, on disposera aux bornes du secondaire de ce transformateur d'une différence de potentiel alternative. La figure XVI-47-5 montre un convertisseur statique fondé sur le principe de la figure XVI-47-4.

T₁ est un transformateur à double primaire, dont le rapport dépend évidemment de la tension continue dont on dispose et de la tension alternative que l'on désire.

T₂ est un transformateur de rapport 1, généralement de petites dimensions (taille d'un transformateur BF), à prise médiane sur le secondaire et dont le primaire est branché sur une source alternative locale dont la fréquence détermine celle de la tension alternative disponible aux bornes du secondaire de T₁. La résistance R fait chuter la tension continue de la valeur nécessaire à l'alimentation des deux éléments chauffants de V1 et de V2 montés en série.

La résistance R₁, d'une centaine de mille ohms, assure l'écoulement du courant grille.

A cause de la nécessité de disposer d'une source alternative de grille locale le dispositif de la figure XVI-47-5 n'offre que peu d'intérêt pour le cas où un amateur de T.S.F. désire convertir la tension continue en tension alternative, cas où, bien entendu, aucune source locale alternative préexistante n'est disponible.

On peut réaliser un convertisseur à auto-excitation en utilisant à l'attaque des grilles le courant alternatif de sortie du convertisseur. Le montage est celui de la figure XVI-47-6. La fréquence est définie par les constantes de temps du circuit et peut être fixée à la valeur désirée par le réglage des valeurs de la résistance R₃ et du condensateur C₃. D'ordinaire c'est la résistance qui est variable, le condensateur étant fixe. Le condensateur C₂ donne à la variation du potentiel des grilles la phase convenable par rapport à celle de la variation du potentiel des anodes. Il est possible avec un

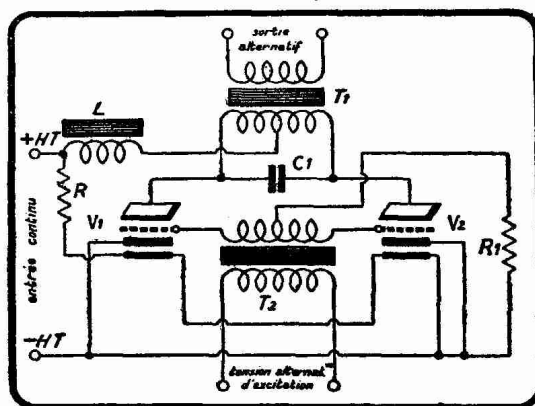


FIG. XVI-47-5. — Convertisseur statique continu-alternatif à thyatrons. Excitation séparée.

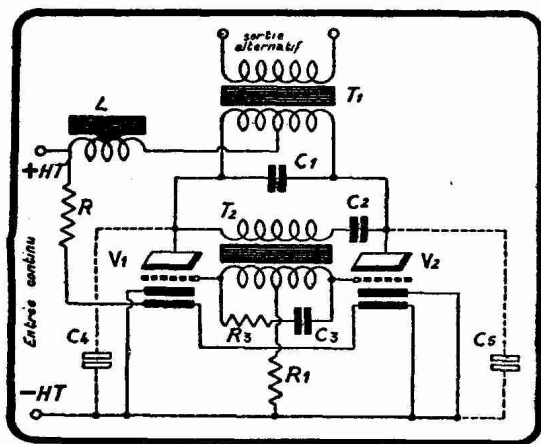


FIG. XVI-47-6. — Convertisseur statique continu-alternatif à thyatrons. Auto-excitation.

réglage des valeurs de la résistance R₃ et du condensateur C₃. D'ordinaire c'est la résistance qui est variable, le condensateur étant fixe. Le condensateur C₂ donne à la variation du potentiel des grilles la phase convenable par rapport à celle de la variation du potentiel des anodes. Il est possible avec un

dispositif du genre de celui de la figure XVI-47-6 de faire varier la fréquence du courant alternatif produit entre 25 et 100 périodes par seule variation de R_3 .

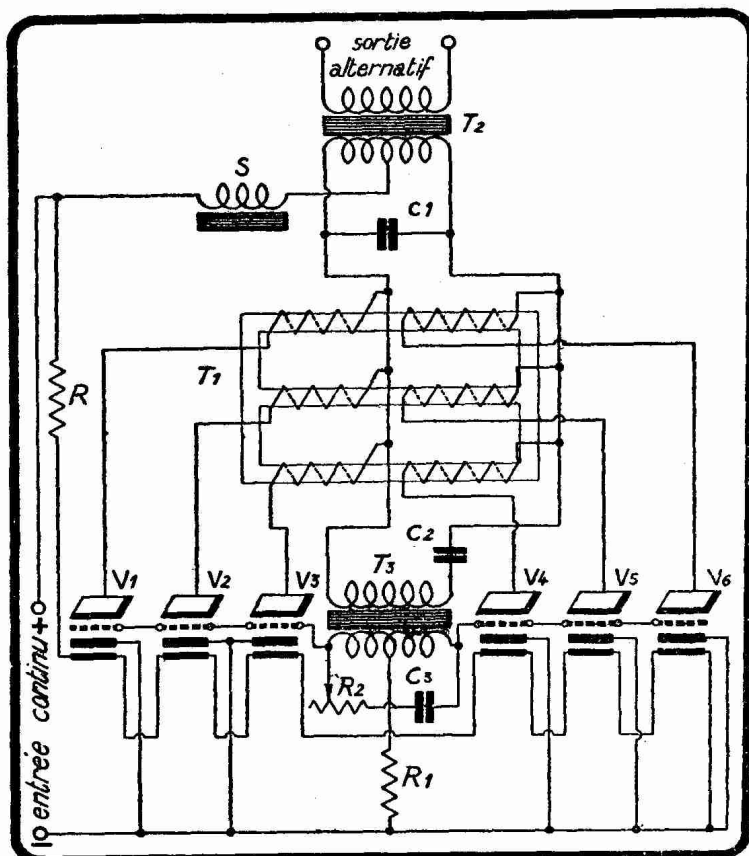


FIG. XVI-47-7. — Convertisseur statique comportant six thyristors groupés par trois et reliés par le transformateur répartiteur T_1 . La fréquence se règle par la résistance variable R_2 .

admettant jusqu'à 20.000 volts de tension inverse et jusqu'à 100 ampères d'intensité maximum. Deux tels thyristors montés suivant le principe de la figure XVI-47-6 pourraient donc fournir une puissance alternative de 2.000 kilowatts... On cite des rendements extraordinaires : 99,5 %.

Les thyristors GT1 utilisés dans un montage du type de la figure XVI-47-6 peuvent donner 80 watts alternatifs avec un secteur de 220 volts et de 20 à 25 watts alternatifs avec un secteur continu de 110 volts.

Pour obtenir avec ces mêmes thyristors GT1, une puissance alternative de 80 watts, sur un secteur continu de 110 volts, il faut utiliser six thyristors montés comme l'indique la figure XVI-47-7, qui comporte un répartiteur d'intensité T_1 (transformateur à trois groupes de deux enroulements).

Comme on le voit, le thyristor GT1 est un peu faible pour convertir, sans groupement exagéré et avec une puissance suffisant aux besoins des amateurs, une tension continue en tension alternative.

Les thyristors sont actuellement utilisés surtout comme générateurs de tensions en forme de dent de scie, dans les oscilloscopes cathodiques et en télévision. Cette principale application sera étudiée dans le chapitre consacré aux oscilloscopes.

Pour adoucir les amorçages de courant d'anode et éviter la création d'oscillations parasites venant troubler les réceptions du voisinage et en particulier le récepteur que l'on a en vue d'alimenter, on est conduit à monter entre chaque anode et le — HT un condensateur de 0,01 μ F. Ainsi sont montés les condensateurs C_4 et C_5 de la figure XVI-47-6.

La bobine de self L des figures XVI-47-5 et XVI-47-6 a pour rôle d'empêcher le retour de variations alternatives dans l'alimentation continue.

La puissance maximum que peut fournir un dispositif « inverter » du type de la figure XVI-47-6 dépend de la tension inverse maximum et de l'intensité maximum qui peut traverser le thyristor employé. On a établi des thyristors

CHAPITRE VII

LES TETRODES

§ 48. — Généralités.

On appelle *lampe tétrode* une lampe comportant dans une même enceinte dans la quelle règne un vide poussé :

une cathode à chauffage direct ou indirect K,
une grille G_1 , une grille G_2 , une anode P.

Soit en tout quatre électrodes.

Une telle lampe correspond au schéma de la figure XVI-48-1.

La grille la plus rapprochée de la cathode (grille G_1) s'appelle la *grille intérieure*, la grille la plus éloignée (grille G_2) s'appelle la *grille extérieure*.

La cathode est bien entendu portée à l'incandescence et le + d'une source de tension continue est relié à l'anode par l'intermédiaire d'un circuit oscillant, d'une résistance, d'un primaire de transformateur, etc., absolument comme dans le cas d'une triode.

Une des grilles sert de grille de commande ⁽¹⁾, c'est-à-dire de grille sur laquelle on applique les oscillations à amplifier ou à détecter, et l'autre grille (grille auxiliaire) est reliée, en général directement, au + d'une source continue dont la tension est *au plus égale* à celle de la source anodique.

Il y a donc deux manières d'utiliser la tétrode de principe de la figure XVI-48-1 :

1° Considérer la grille G_1 comme grille auxiliaire et la grille G_2 comme grille de commande, en conséquence, monter la tétrode conformément à la figure XVI-48-2 A.

2° Considérer la grille G_2 comme grille auxiliaire et la grille G_1 comme grille de commande, en conséquence, monter le tétrode conformément à la figure XVI-48-2 B.

Les tétrodes spécialement construites pour être montées suivant la figure XVI-48-2 A sont les classiques *bigrilles*, un temps si populaires en France (la fameuse R43 de la Radiotechnique étant le prototype du genre). Ce sont des lampes dans lesquelles on a visé deux buts : la possibilité d'utiliser des tensions d'anode faibles (10 à 30 volts) et, malgré cette circonstance défavorable, la disposition d'amplifications importantes par augmentation du coefficient d'amplification et diminution de la résistance interne cathode anode. Ces tétrodes sont appelées par les Allemands *Raumladegitterroerhen* et par les Anglo-Saxons *space charge grid tubes*. Nous les appellerons *tétrodes à grille de charge spatiale* ⁽²⁾ ou plus simplement *bigrilles*.

Les tétrodes spécialement construites pour être montées suivant la figure XVI-48-2 B sont les *lampes à écran* si répandues naguère et dont le premier type utilisé en France a été la célèbre A442 de Philips. Ce sont des lampes dans lesquelles on a recherché de très grandes amplifications et une indépendance électrostatique aussi complète que possible, entre anode et grille

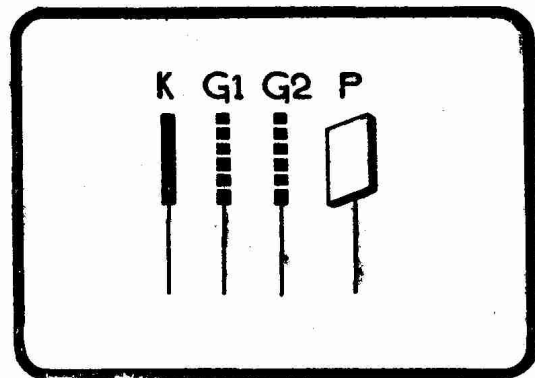


FIG. XVI-48-1. — Représentation schématique conventionnelle d'une lampe tétrode.

(1) On dit aussi grille principale.

(2) Dénomination qui définit très exactement le rôle de la grille auxiliaire (ici grille interne G_1 , dans les montages du type de la figure XVI-43-2 A).

intérieure prise ici comme grille de commande, indépendance obtenue en donnant à la grille auxiliaire, ici grille extérieure G_2 , la forme d'une cage de Faraday enfermant soit l'anode (lampes à écran américaines primitives), soit la grille intérieure (lampes à écran européennes). Ces tétrodes sont appelées par les

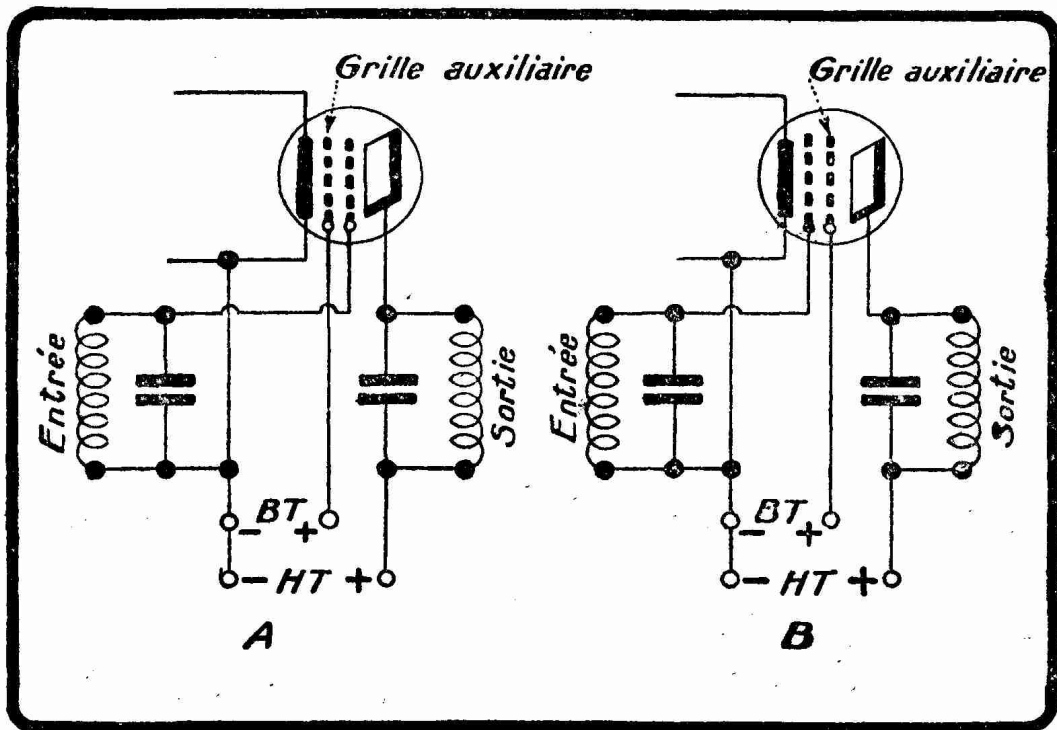


FIG. XVI-48-2. — Les deux manières d'utiliser les tétrodes.
A. Tétrode à grille de charge spatiale ou bigrille classique.
B. Tétrode à grille écran ou lampe à écran.

Allemands *Schirmgitterroehren* ⁽¹⁾ et par les Anglo-Saxons *screen grid tubes* ⁽²⁾. Nous les appellerons *tétrodes à grille écran* ⁽³⁾ ou encore *lampes à écran*.

De ce qui précède résulte que les bigrilles et les lampes à écran, malgré qu'elles soient toutes deux des tétrodes, diffèrent et par leur construction interne et par leurs schémas d'utilisation. Nous allons en conséquence consacrer à chacun de ces types de tétrode des développements indépendants.

§ 49. — La lampe bigrille.

1° GENÈSE ET DESCRIPTION :

Brevetée pour la première fois par J. Langmuir aux Etats-Unis, en 1913, étudiée et perfectionnée par W. Schottky en Allemagne pendant la guerre (1915), la lampe bigrille n'a guère commencé à se répandre parmi les amateurs français qu'à partir de 1925.

Le premier en vue des effets à obtenir avec une lampe à deux grilles a été l'augmentation du coefficient d'amplification accompagnée d'une diminution de la résistance filament-anode.

Pour obtenir ce double résultat dans une lampe ordinaire à trois électrodes, on dispose d'un ensemble de moyens de natures mécanique et électrique.

(1) On rencontre aussi l'expression *Schutznetzroehren*.

(2) On rencontre aussi l'expression *shield grid tubes*.

(3) Dénomination qui définit très exactement le rôle de la grille auxiliaire (ici grille extérieure G_2) dans les montages du type de la figure XVI-48-2 B.

Les premiers consistent à augmenter le diamètre du fil qui constitue la grille, à diminuer le pas de l'hélice formée par la grille (spires plus serrées), à diminuer la distance entre le filament et la grille et enfin, à augmenter la surface de la cathode.

Le moyen électrique se résume en une augmentation de la tension d'anode.

Lorsque l'on met en œuvre les premiers de ces moyens on se heurte à une série de difficultés qui limitent de manière considérable le bénéfice obtenu. Augmenter le diamètre du fil de grille, diminuer le pas de son hélice provoque une augmentation de la résistance intérieure de la lampe. Rapprocher la grille du filament risque de mettre ces deux électrodes en contact, ce qui se traduit par la destruction de la cathode incandescente.

Si, d'autre part, on désire utiliser des tensions anodiques faibles, second effet souhaité dans une bigrille, on est conduit, comme nous allons le voir, à rapprocher l'anode du filament, opération qui augmente de façon nuisible la capacité grille-anode par rapprochement de ces deux électrodes.

Augmenter enfin la surface de la cathode conduit à réaliser des cathodes de dimensions et de consommations excessives.

L'adjonction entre le filament et la grille principale d'une *grille auxiliaire* permet non seulement d'être maître, dans d'assez larges limites, du coefficient d'amplification, mais encore d'utiliser des tensions anodiques très réduites, de l'ordre de 20 volts.

Les électrons produits par le filament ne peuvent, en effet, dans une lampe ordinaire, quitter ce filament, que si l'anode est portée à un potentiel d'une trentaine de volts. En d'autres termes, la conductibilité de l'espace filament-anode ne commence à se produire ⁽¹⁾ que si la tension anodique dépasse 30 volts environ. Pour que cette conductibilité se manifeste sous une forme utilisable pour des tensions anodiques très faibles (20, 10 et même 5 volts), il faudrait rapprocher l'anode du filament, ce qui, nous venons de le dire, augmenterait fâcheusement la capacité grille-anode. Dans la lampe bigrille, la grille auxiliaire, très voisine du filament, provoque, pour de faibles tensions, la libération des électrons qui peuvent ainsi atteindre l'anode, même si cette dernière est portée à des potentiels peu élevés. On s'explique ainsi que la grille auxiliaire ait été appelée « accélérateur d'électrons ». Tout se passe en effet, comme si l'émission électronique était produite au voisinage immédiat de la grille auxiliaire, que, pour cette raison, on appelle parfois la *cathode virtuelle*. L'intensité de cette émission peut être commandée en faisant varier la tension appliquée à la grille auxiliaire. On conçoit facilement que la bigrille offre, dans ces conditions, la possibilité de nombreuses combinaisons de montages.

Une lampe bigrille se caractérise donc, sous sa forme classique en France, par un filament rectiligne qui sert d'axe à une première grille en spirale (grille auxiliaire, ou grille intérieure), à une deuxième grille également en spirale (grille principale ou grille normale ou grille extérieure ou grille de commande) et à une anode cylindrique du type ordinairement rencontré dans les lampes du modèle dit français (fig. XVI-49-1).

Les bigrilles à filament à oxyde (A441N, R83, BG4) présentent des filaments en Z ou en M, des grilles et des anodes ovales, aplaties comme celles des triodes.

Le culot d'une lampe bigrille comporte cinq broches disposées comme le montre la figure XVI-49-2. Les broches F sont les broches du filament, G correspond à la grille principale, P à l'anode, G' à la grille intérieure.

Certaines bigrilles à chauffage direct présentent le culot secteur 5 broches des anciennes triodes, la broche médiane correspondant à la

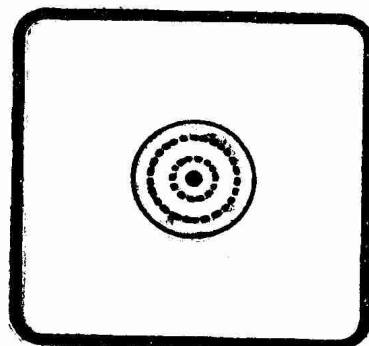


FIG. XVI-49-1. — Coupe verticale d'une bigrille classique.

(1) Et encore est-elle, à son apparition, loin d'être pratiquement utilisable.

grille auxiliaire (grille interne). Les quatre autres broches ont les correspondances habituelles (filament, grille de commande et anode).

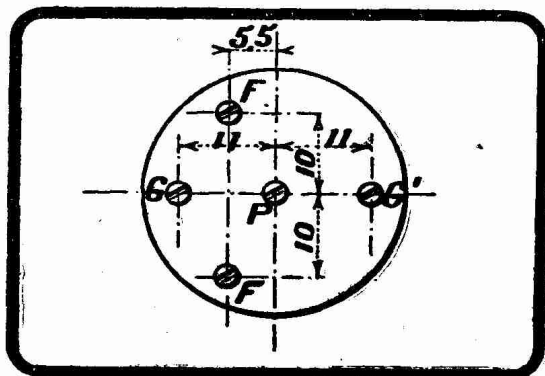


FIG. XVI-49-2. — Culot de bigrille à chauffage direct.

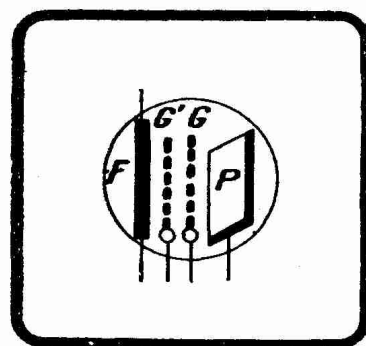


FIG. XVI-49-3. — Schéma de la bigrille.

La représentation schématique d'une bigrille, dérivée immédiatement de celle de la lampe ordinaire, est indiquée figure XVI-49-3. Nous l'adoptons dans tous les schémas qui suivent.

Le circuit oscillant aux bornes duquel prend naissance la tension alternative à amplifier ou à détecter par la lampe est, dans les applications du présent chapitre, toujours inséré entre le filament et la grille extérieure G. La grille

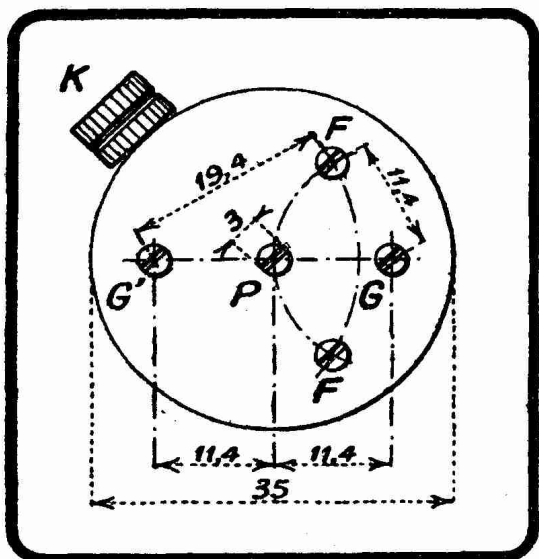


FIG. XVI-49-4. — Culot de bigrille à chauffage indirect dit « culot à borne ».

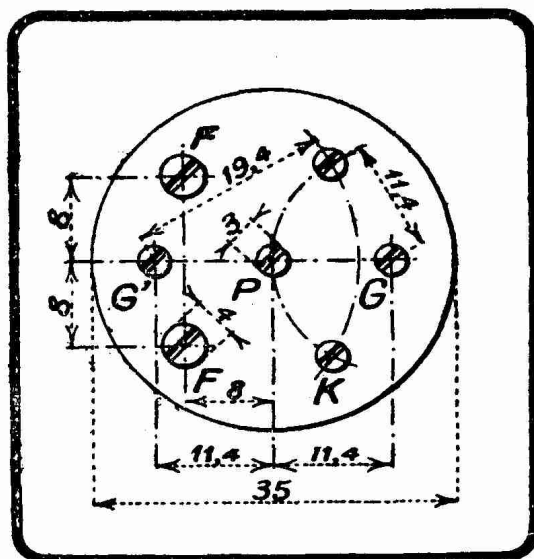


FIG. XVI-49-5. — Culot de bigrille à chauffage indirect dit « culot 7 broches ».

auxiliaire G' est reliée à différents points des circuits d'alimentation suivant les effets que l'on désire obtenir, ainsi que nous le verrons tout à l'heure. Il existe des tétrodes à grille de charge spatiale dans le type indirect, mais ces tétrodes ne sont pas destinées à être utilisées dans des montages à amplificateurs ou détecteurs de la famille du montage de la figure XVI-48-2 A : la bigrille classique est essentiellement une lampe à faible tension d'alimentation anode, une lampe batterie, une lampe à chauffage direct. C'était la lampe des postes portatifs, des récepteurs fonctionnant là où le secteur manque. Les tétrodes à grille de charge d'espace à chauffage indirect, autrement dit les bigrilles à chauffage indirect, étaient exclusivement employées comme changeuses de fréquence dans la technique du changement de fréquence.

Les bigrilles à chauffage indirect sont munies de deux sortes principales de culot : celui de la figure XVI-49-4 et celui de la figure XVI-49-5, dit aussi culot à 7 broches⁽¹⁾. Dans ces deux figures, G' est la grille auxiliaire (la plus rapprochée du filament), K la cathode et FF l'élément chauffant (filament).

Voici quelques-unes des principales bigrilles :

TYPE	MARQUE	Nature de la cathode CD=chauff. dir. CI=chauff. ind.	CHAUFFAGE		Tension d'anode en volts
			Volts	Ampère	
R 43 (TA 31)	Radiotechnique	CD thorié	4	0,07	10 à 80
R 83 (TA 41)	Radiotechnique	CD oxyde	4	0,07	10 à 60
A 441	Philips	CD oxyde	4	0,08	2 à 50
MX 80	Fotos	CD oxyde	4	0,12	10 à 90
DG 2	Gecovalve	CD oxyde	2	0,2	100 max.
E 441	Philips	CI oxyde	4	0,9	80 à 100

2° COURBES CARACTÉRISTIQUES D'UNE LAMPE BIGRILLE :

L'étude des courbes caractéristiques va nous familiariser avec le fonctionnement d'une bigrille et nous permettre de préciser la notion de *cathode virtuelle*.

Considérons une bigrille montée comme l'indique la figure XVI-49-6. P est l'anode, G la grille extérieure (ici grille de commande), G' la grille intérieure (ici grille auxiliaire, grille de charge spatiale), K la cathode que nous supposons être un filament de lampe à chauffage direct. Le point 0 correspond à l'extrémité négative de ce filament.

La grille G' et l'anode P sont respectivement portées à des tensions positives B_1 et B_2 grâce à une batterie à prises par exemple. La tension négative de la grille de commande G peut varier de 0 à -15 volts pour fixer les idées à l'aide d'un potentiomètre R d'une cinquantaine de mille ohms monté sur la batterie C de 15 volts.

Des milliampèremètres M_g et M_p montés dans la grille auxiliaire et l'anode permettent de mesurer les courants I_g et I_p qui circulent dans les circuits de ces électrodes.

Les électrons émis par la cathode sont attirés par la grille G' portée au potentiel $+B_1$. Cette attraction leur communique une grande vitesse, de telle sorte qu'un certain nombre de ces électrons passent à travers les spires de G' et tendent à continuer leur route.

Si, à ce moment, les tensions appliquées à la grille de commande G et à l'anode P sont nulles, les électrons qui ont franchi la grille G' perdent petit à petit leur vitesse et reviennent vers G', électrode par laquelle ils sont attirés du fait de leur charge négative. Si la grille G' a la forme d'une hélice coaxiale de la cathode K que nous supposons rectiligne, on peut se représenter autour

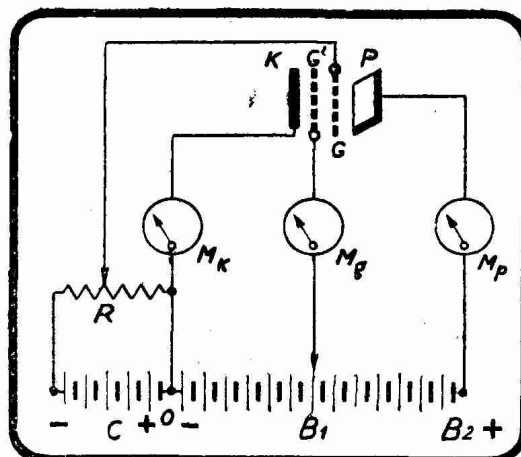


FIG. XVI-49-6. — Dispositif permettant l'étude du fonctionnement de la bigrille et le tracé de ses courbes caractéristiques.

(1) Il faut signaler aussi le culot Philips O35 b qui est constitué par le culot « chauffage indirect » de la figure XVI-14-3, auquel on a ajouté une borne latérale correspondant à la grille auxiliaire.

de G' une surface cylindrique fictive qui est le lieu des points où les électrons qui ont passé à travers les spires de G' s'arrêtent avant de repartir vers G'. Nous appellerons cette surface le *cylindre d'arrêt*. Ce cylindre correspond à une forte densité d'électrons.

Supposons maintenant que l'anode soit mise sous tension et reliée, par conséquent, au $+B_2$. Supposons, pour simplifier, que $B_2 = B_1$; autrement dit, supposons que la grille auxiliaire G' et l'anode P soient portées à la même tension.

Le potentiomètre monté en parallèle sur C permet de faire varier la tension négative appliquée sur la grille de commande G de 0 à une quinzaine de volts. Voyons ce qui se passe lorsque la grille de commande partant de zéro devient de plus en plus négative.

Si la tension de G par rapport à la cathode est nulle (curseur du potentiomètre à l'extrémité droite), les électrons qui passent à travers les spires de G' ne reviennent plus vers G' après avoir rencontré le cylindre d'arrêt : ils sont attirés vers l'anode P et continuent leur route jusqu'à ce qu'ils aient atteint cette électrode.

Les électrons qui se déchargent sur la grille G' provoquent dans le milliampèremètre M_g un courant I_g . Les électrons échappés à G' et captés par P provoquent dans le milliampèremètre M_p un courant I_p . Le courant I_k qui circule dans la cathode et qui pourrait être mis en évidence et mesuré par un milliampèremètre M_k est évidemment égal à la somme de I_g et de I_p :

$$I_k = I_g + I_p$$

Si, déplaçant le curseur du potentiomètre vers la gauche, on applique à la grille G une tension négative par rapport à la cathode, au fur et à mesure que cette tension croîtra en valeur absolue, l'attraction produite par la tension positive appliquée sur l'anode sera de plus en plus compensée par la tension négative de la grille G et l'attraction résultante sera de plus en plus faible. La vitesse des électrons échappés à G' diminuera et il arrivera un moment où aucun de ces électrons ne pourra atteindre P : les électrons passés au travers des spires de G' reviendront, comme tout à l'heure, vers G'. On peut considérer qu'il se crée entre G' et G une surface cylindrique sur laquelle les électrons soit ralentissent, soit s'arrêtent (et alors retournent vers G'). Cette surface constitue ce que l'on appelle la *cathode virtuelle* ou *cathode apparente*. Cette cathode virtuelle constitue une cathode de fort diamètre créée par la tension B_1 de la grille G' et la tension B_2 de l'anode P, tensions qui agissent en sens inverses. Si la grille G' cesse d'être sous tension, la cathode virtuelle n'a plus aucune existence physique.

Suivant la tension appliquée à la grille de commande G (par les oscillations à amplifier dans la pratique de la bigrille amplificatrice, par la position du curseur du potentiomètre dans la figure XVI-49-6), cette grille attire ou repousse les électrons accumulés sur la cathode virtuelle. Elle peut jouer en d'autres termes par rapport à cette cathode le rôle de grille de commande de la *triode* constituée par la cathode virtuelle, cette grille G et l'anode P.

Lorsque la tension négative de la grille G augmente en valeur absolue, le courant de grille auxiliaire I_g augmente et le courant anodique I_p diminue. Cette augmentation de I_g et cette diminution de I_p se font de telle sorte que la somme $I_g + I_p$ reste à peu près constante. Inversement lorsque la tension négative de la grille G diminue en valeur absolue, le courant I_g diminue et le courant I_p augmente, la somme $I_g + I_p$ restant pratiquement constante (1).

Si l'on donne à la grille G des tensions positives croissantes, il arrive un moment où le courant d'anode n'augmente plus et où le courant grille auxiliaire ne diminue plus : la saturation est atteinte dans un sens et dans l'autre.

Les valeurs de saturation du courant d'anode des bigrilles habituellement utilisées en tétrodes à grille de charge spatiale sont des plus modestes (4 à

(1) Cette constance de la somme $I_g + I_p$ est le mieux marquée pour des tensions de la grille auxiliaire assez fortes (30 ou 40 volts).

8 mA), car on se trouve en présence de tensions anode et grille auxiliaire très faibles (8 à 60 volts).

Les phénomènes que l'on observe dans l'étude de l'expérience de la figure XVI-49-6 sont résumés et concrétisés par les courbes A et B de la figure XVI-49-7 qui constituent les courbes caractéristiques tension grille de commande — courants anode et grille auxiliaire, à tensions anode et grille auxiliaire constantes, d'une lampe tétrode montée conformément à la disposition de la figure XVI-48-2 A. Figure XVI-49-7, la courbe A est la courbe de variation du courant anodique, la courbe B la courbe de variation du courant grille auxiliaire.

La pente de la caractéristique A est positive : le courant d'anode augmente lorsque la tension grille de commande augmente algébriquement.

La pente de la caractéristique B est négative : le courant de grille auxiliaire diminue lorsque la tension grille de commande augmente algébriquement.

On remarquera que les positions relatives des courbes anode (courbe A) et grille auxiliaire (courbe B) sont les mêmes que les positions relatives des courbes grille et anode d'une lampe montée en dynatron. La grille intérieure, à laquelle est appliquée une tension fixe, se comporte ainsi à la manière d'une anode de dynatron.

L'augmentation de la tension de la batterie B, que nous supposons commune à l'anode et à la grille intérieure, provoque un déplacement de la caractéristique anode vers la gauche et un déplacement de la caractéristique grille auxiliaire vers la droite. Les courbes ne se déplacent pas exactement parallèlement à elles-mêmes ; une augmentation de la tension d'anode provoque, en effet, une augmentation de la pente des parties rectilignes des caractéristiques, ce qui se traduit pratiquement par une augmentation du coefficient d'amplification. Les courbes en pointillé de la figure XVI-49-8 correspondent aux caractéristiques anode et grille auxiliaire pour une tension commune de 15 volts, les courbes en traits pleins les caractéristiques relevées pour une tension commune de 20 volts.

Nous avons supposé jusqu'ici que l'anode et la grille auxiliaire étaient portées à une même tension. Que se passe-t-il si l'on applique à ces deux électrodes des tensions différentes ? Supposons que nous partions des caractéristiques A et B de la figure XVI-49-9 obtenues pour une tension anode grille auxiliaire commune de 20 volts, par exemple. Si l'on diminue la tension grille auxiliaire sans modifier la tension appliquée à l'anode, la caractéristique du courant grille intérieure s'aplatit comme le montre la courbe B' figurée en pointillé. La caractéristique anode ne subit pas de modifications.

Voici, d'ailleurs, à ce sujet des tensions respectives grille auxiliaire G' et anode P, la ligne de conduite à tenir dans la pratique des lampes bigrilles.

Lorsqu'il n'est pas fait usage de la caractéristique grille auxiliaire, il y a intérêt à diminuer, autant que possible, le courant de cette électrode ; l'anode peut, sans danger, être portée à 80 ou même 100 volts ; en pratique cepen-

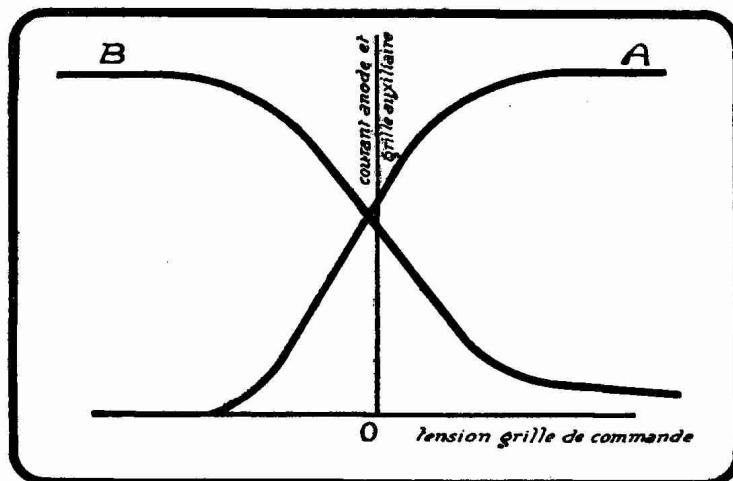


FIG. XVI-49-7. — Courbes caractéristiques d'une bigrille.

A. Courbe du courant d'anode en fonction de la tension grille de commande (grille extérieure).

B. Courbe du courant de la grille auxiliaire (grille intérieure) en fonction de la tension de la grille de commande (grille extérieure).

tant il est rare que l'anode d'une bigrille soit utilement portée à plus de 40-50 volts : 12 volts est une valeur normale. Il est même souvent possible de

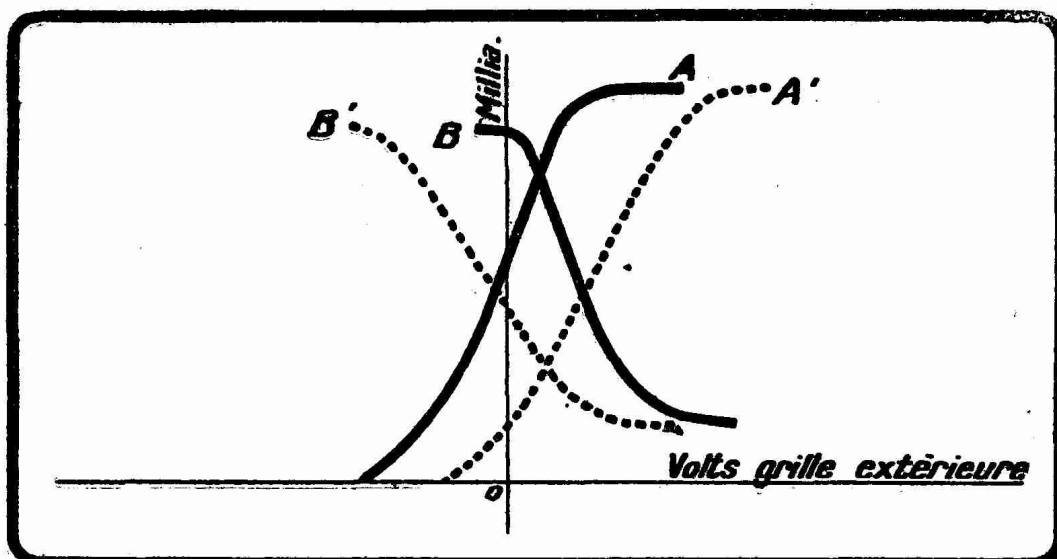


FIG. XVI-49-8. — Influence de la tension anode et de la tension grille auxiliaire. Effet d'une augmentation simultanée de ces deux tensions : les courbes A' et B' deviennent les courbes A et B.

n'utiliser aucune tension anode-grille inférieure ; on fait, dans ces conditions, les retours au + de la batterie de chauffage.

Lorsque l'on utilise la caractéristique grille auxiliaire (grille intérieure), comme dans les montages de M. Barthélemy, ladite grille intérieure et l'anode

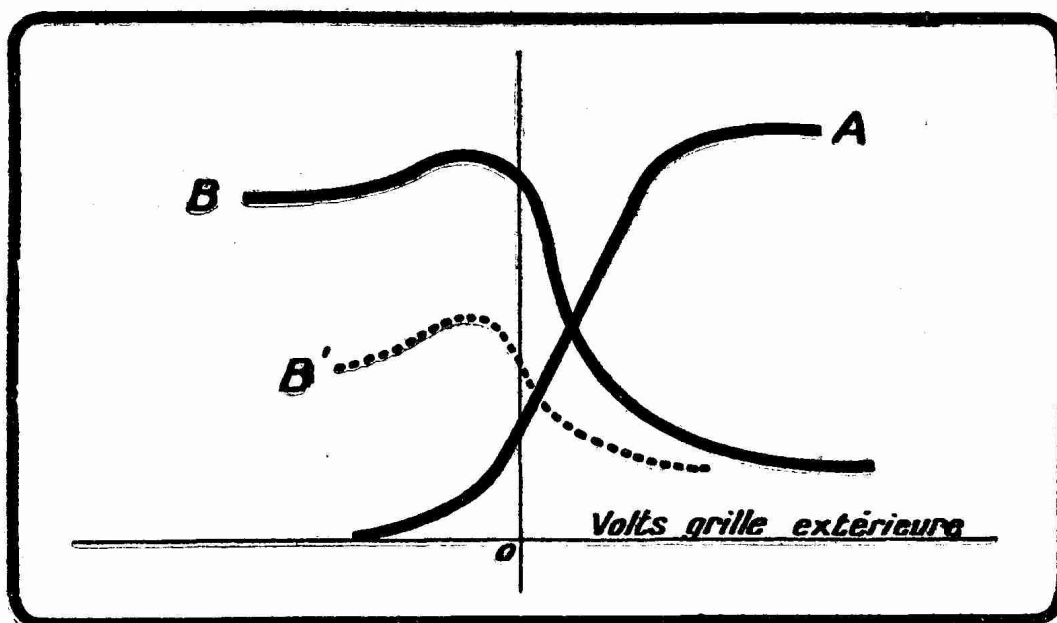


FIG. XVI-49-9. — Effet d'une diminution de la tension grille auxiliaire. La courbe B devient la courbe B'. A ne subit aucune modification.

sont portées au même potentiel. Ce potentiel dépasse alors rarement 20 volts. La grille intérieure étant rapprochée du filament, il est non seulement inutile, mais mauvais de lui appliquer plus de 20 ou 25 volts, car non seulement le courant débité serait considérable, mais encore le filament serait facilement endommagé. Du fait de ces faibles tensions anode et grille auxiliaire (grille intérieure), les parties rectilignes (seules parties utilisables dans l'amplification)

des caractéristiques sont peu développées (à peine un milliampère en ordonnées). Cette particularité contribue à rendre très critique le réglage du point de fonctionnement des lampes bigrilles et explique la nécessité, presque constante, d'utiliser un rhéostat de chauffage et un potentiomètre de retour de grille.

3° UTILISATION PRATIQUE DES LAMPES BIGRILLES :

De ce qui précède résulte :

1° Que les lampes bigrilles présentent pour les tensions faibles, habituellement appliquées à leurs anodes et à leurs grilles auxiliaires, des courants de saturation très faibles ;

2° Que les parties rectilignes des caractéristiques sont très réduites.

Ces circonstances impliquent :

1° Que l'on ne saurait utiliser une bigrille en amplificatrice BF de puissance ;

2° Que l'emploi de la bigrille en amplificatrice de tension HF et BF est essentiellement et strictement limité au cas de très petites amplitudes d'attaque.

En fait, la bigrille a surtout été employée comme amplificatrice HF et détectrice de signaux faibles (détectrice par la grille évidemment).

En règle générale, un montage amplificateur HF, oscillateur ou détecteur par la grille dont on possède le schéma dans le cas de lampes triodes, peut être adapté au cas de lampes bigrilles en diminuant dans de fortes proportions la tension d'anode, en portant la grille auxiliaire (grille intérieure) à une tension de l'ordre de celle de l'anode, mais au plus égale à cette tension.

§ 50. — La lampe à écran.

Sauf de très rares exceptions, la lampe à écran classique du modèle spécial pour amplification de tension, haute ou basse fréquence, est complètement périmée actuellement ; on la remplace dans toutes ses applications par la pentode, qui est en somme une tétrode à laquelle on a ajouté une troisième grille, entre l'écran et la plaque. On utilise toutefois des tétrodes à concentration électronique comme lampes de puissance, aussi bien en réception qu'en émission.

De toute façon, l'étude détaillée de la tétrode est indispensable pour mieux comprendre celle des pentodes. De plus, tout étant possible en radio, il se peut qu'un jour la tétrode revienne à la mode ; il serait donc regrettable que le lecteur ne trouvât plus dans cette édition la théorie du fonctionnement de cette lampe. Un dernier argument existe encore en faveur de l'étude des lampes à écran : les montages réalisés avec ces lampes peuvent utiliser, en général, à leur place, des pentodes dont la grille 3 est réunie à la cathode.

Mais comme la création des tétrodes a été arrêtée dès l'apparition des pentodes, il est évident que les tubes cités dans les paragraphes qui suivent sont de fabrication ancienne.

La tétrode à grille écran ou lampe à écran est une lampe à deux grilles que l'on utilise conformément à la figure XVI-48-2 B : la grille la plus rapprochée de la cathode sert de grille de commande, la grille la plus rapprochée de l'anode sert de grille auxiliaire et on lui applique une tension positive constante, en général égale à la moitié de la tension positive appliquée à l'anode.

1° DESCRIPTION. GÉNÉRALITÉS. TRIODE ET DIODE ÉQUIVALENTES D'UNE TÉTRODE A ÉCRAN :

Les lampes à écran ⁽¹⁾ ont fait leur apparition en France au printemps 1928.

(1) Les lampes de ce type ont été étudiées en Allemagne par W. Schottky (brevet allemand 300.617, du 1^{er} juin 1916). La première lampe à écran présentant une seconde grille de forme spéciale (écran) a été réalisée par la G.E.C. en 1926 (lampe S625). Des lampes de ce type n'ont été industriellement réalisées aux Etats-Unis (lampes de la série 22) que vers la fin de 1927. Les Américains, qui ignoraient les bigrilles, ont ainsi fait connaissance avec les tétrodes par leur variété la plus intéressante. La première lampe à écran lancée en France a été la A442 de Philips.

Comme nous venons de le dire, ce sont des tétrodes dont les électrodes (en particulier la grille extérieure) présentent des formes et des dispositions spéciales.

La lampe à écran, d'abord réalisée sous la forme à chauffage direct, n'a pas tardé à être construite sous la forme à chauffage indirect, forme sous laquelle ses précieuses propriétés se manifestent au plus haut degré.

Une lampe à écran se présente extérieurement sous l'aspect d'une lampe ordinaire au sommet de l'ampoule de laquelle on a placé une prise, une « corne » en bakélite comportant une petite borne à serrage plat (fig. XVI-50-1).

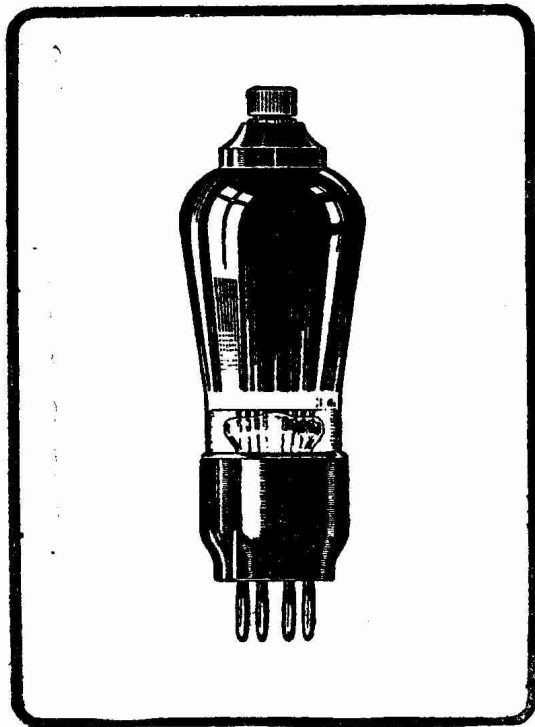


FIG. XVI-50-1. — Aspect extérieur d'une lampe à écran du type « batteries ».

Le culot comprend les quatre douilles mâles disposées suivant le quadrilatère classique. La corne correspond à l'anode (1), la douille « grille » du culot à la grille principale (ici grille *intérieure*), la douille « anode » à la grille écran (ici grille extérieure). Les deux douilles « fi-

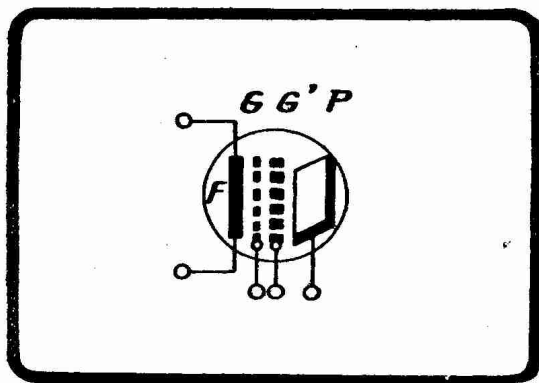


FIG. XVI-50-2. — Représentation schématique d'une lampe à écran du type « batteries », autrement dit à « chauffage direct ».

lament » correspondent au filament, lequel, dans les lampes à écran européennes à chauffage direct, est chauffé sous 4 volts et absorbe suivant les types de 60 à 100 milliampères.

La représentation schématique d'une lampe à écran peut se faire très simplement comme le montre la figure XVI-50-2.

F est le filament, G la grille de commande (celle sur laquelle on applique les oscillations à amplifier), G' la grille auxiliaire (grille écran), P l'anode.

Le filament (à oxyde) est en W, ou plus exactement en M ; il se trouve dans un plan vertical et a une longueur totale d'environ 10 centimètres. Ce filament est entouré par la grille de commande constituée, dans sa forme la plus simple, d'un fil métallique G tendu entre deux supports verticaux SS, distants d'environ 13 millimètres (fig. XVI-50-3).

Tout l'ensemble précédent (filament et grille) est entouré par la grille écran qui se présente sous une forme assez compliquée. Imaginez un couvercle métallique cylindrique C (fig. XVI-50-4) dont la partie supérieure H se trouve au niveau XY de la figure XVI-50-3. Cette partie plane H est percée d'une ouverture rectangulaire R qui livre passage au filament et à la grille de la figure XVI-50-3.

(1) Dans les lampes à écran américaines, et dans certaines lampes à écran françaises, la prise du sommet de l'ampoule (tétou) correspond à la grille de commande. Cette disposition est surtout avantageuse dans les lampes à chauffage indirect, puisqu'elle permet d'éviter le voisinage dans le pied de la lampe du fil de grille et des fils de chauffage parcourus par un courant alternatif de l'ordre de l'ampère.

En chacun des quatre sommets du rectangle R se trouve soudé un montant métallique de 32 millimètres de haut. Autour de ces quatre montants est enroulé de manière très serrée un fil métallique fin (1/10 de millimètre de diamètre) qui enferme l'ensemble filament grille intérieure dans une sorte de cage K. Cette cage est complétée à sa partie supérieure par le petit rectangle r dont le découpage a produit l'ouverture R (fig XVI-50-4).

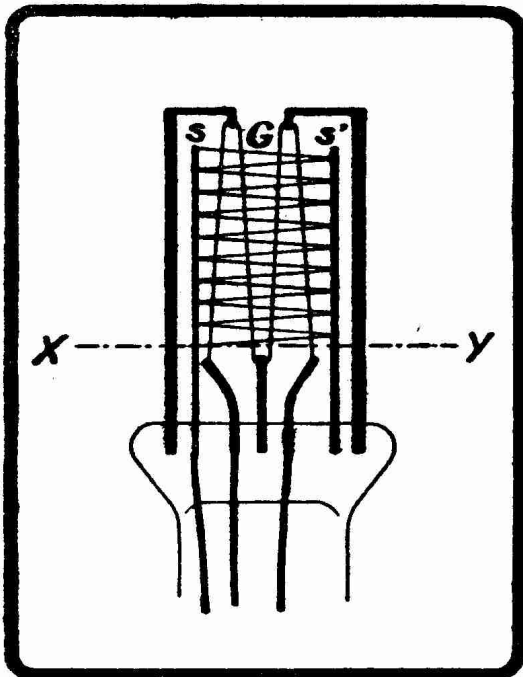


FIG. XVI-50-3. — Le filament et la grille de commande.

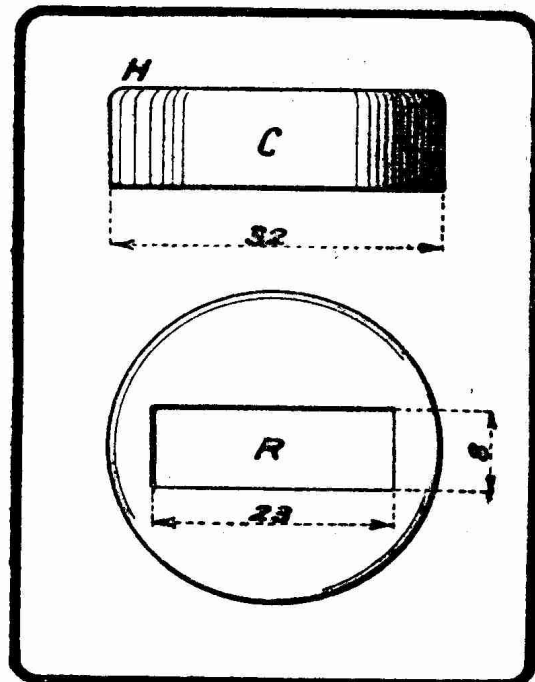


FIG. XVI-50-4. — Partie inférieure de l'écran.

La figure XVI-50-5 montre l'ensemble qui constitue la grille écran. Le petit ressort S, qui figurait dans les types primitifs non métallisés extérieurement, est

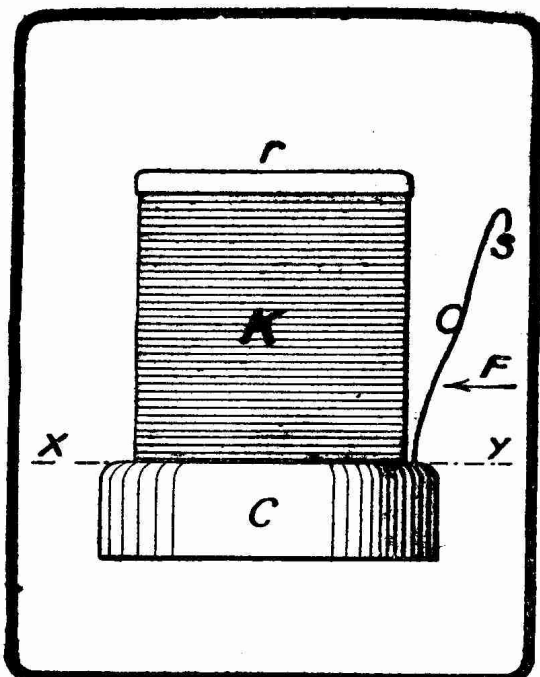


FIG. XVI-50-5. — L'écran complet.

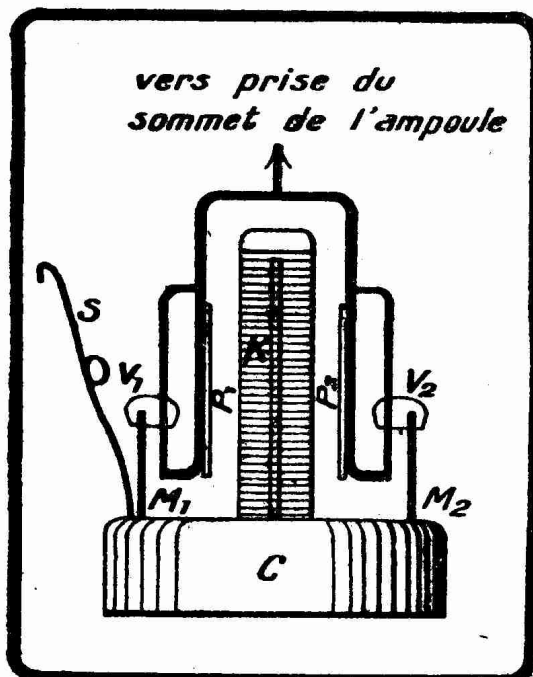


FIG. XVI-50-6. — Ensemble écran-anode.

destiné à assurer une liaison électrique entre la grille écran et le dépôt de magnésium qui métallise la face interne de l'ampoule.

L'anode est enfin formée de deux petits rectangles de 16×20 millimètres disposés en avant et en arrière des deux grandes faces de la cage K et à trois millimètres environ de ces faces. La figure XVI-50-6 montre les positions relatives de l'anode P, P₂ et de la grille écran supposées observées dans le sens de la flèche F de la figure XVI-50-5. L'anode est soutenue mécaniquement par les montants M₁ et M₂ par l'intermédiaire des petites perles de verre V₁ et V₂ qui isolent électriquement cette anode de la grille écran K C S (1).

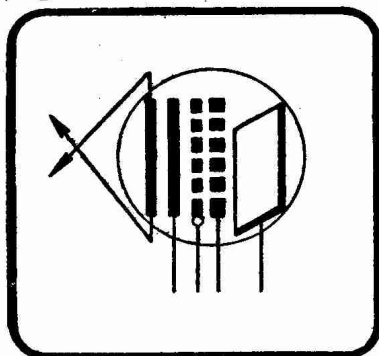


FIG. XVI-50-7. — Représentation schématique d'une lampe à écran à chauffage indirect.

cylindre de base (fig. XVI-50-4), livre passage aux supports de la grille de commande et de cathode ainsi qu'aux fils d'amenée du courant de chauffage.

Le schéma d'une lampe à écran à chauffage indirect est conforme à la figure XVI-50-7.

La figure XVI-50-8 donne une idée de l'aspect d'une lampe écran à chauffage indirect anciennement très répandue, lampe dont on a supprimé la métallisation pour laisser apparaître la disposition intérieure (anode et écran).

Les lampes qui nous occupent sont munies du culot quadrilatère habituel ; la cathode correspond à la broche médiane du culot (ou à une borne latérale de ce culot), l'écran à la broche « anode » et l'anode à une borne située au sommet de l'ampoule.

Les lampes à chauffage indirect peuvent se partager en deux groupes : les unes à pente voisine de 1 destinées à équiper des amplificateurs à plusieurs étages, les autres à pente généralement un peu supérieure à 3, destinées à équiper des amplificateurs à étage unique. Nous verrons quelle est l'importance du rôle joué par la pente dans l'amplification fournie par une lampe à écran.

Les lampes à écran à chauffage indirect américaines (type 24) présentent une disposition particulière de la grille écran. Cette électrode enferme l'anode conformément à la représentation de la figure XVI-50-9 et contrairement à la disposition adoptée dans les lampes à écran européennes où la grille écran enferme la grille de commande. Les

Dans ce qui précède nous avons surtout eu en vue la lampe à écran à chauffage direct. Comme nous l'avons dit, la lampe à écran existe aussi dans le type à chauffage indirect. Les lampes à écran du type à chauffage indirect ont une cathode équipotentielle constituée par un petit bâtonnet ; la grille de commande entoure ce bâtonnet et affecte la forme d'une hélice à pas régulier que l'on s'efforce, dans les types les plus récents, de rapprocher le plus possible de la cathode sans qu'il y ait contact, bien entendu. L'écran parallélépipédique est le plus souvent constitué par une véritable cage à trois faces pleines et présentant sur les deux faces opposées aux anodes (P₁ P₂ de la figure XVI-50-6) un très fin treillis métallique ; la sixième face, qui coïncide avec l'ouverture R du

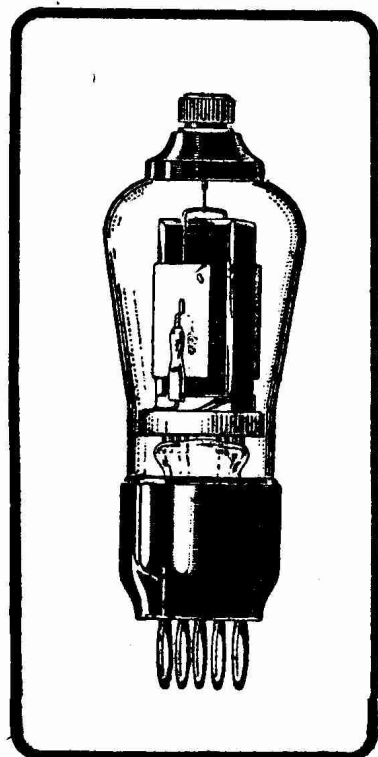


FIG. XVI-50-8. — Lampe à écran à chauffage indirect montrant l'anode et l'écran.

(1) La description que nous venons de donner correspond à la A442. Dans d'autres types on trouve des dispositions un peu différentes. Ainsi, dans la S410, lampe à écran de la Marconi-Osram, la cage K est constituée par un treillage métallique très fin, et l'anode est un cylindre aplati qui entoure complètement la cage K.

deux dispositions reviennent au même au point de vue protection électrostatique.

Il existe plusieurs manières d'exposer les conséquences physiques de l'adjonction entre grille de commande et anode d'une grille écran reliée à une tension constante positive. Une des plus simples et des plus instructives consiste à employer la méthode de Barkhausen qui recherche la diode équivalente. Cette étude conduit à une expression du courant électronique total émis par la cathode.

Dans l'exposé théorique qui va suivre, nous supposons, pour simplifier, avoir affaire à une tétrode à grille écran physiquement constituée comme une bi-grille classique (cathode rectiligne, grilles et anode cylindriques coaxiales). Pratiquement, bien entendu, les tétrodes à grille écran sont conformes aux descriptions des pages précédentes.

De même que nous sommes passés figure XVI-13-1 de la triode A, ayant une tension d'anode E_p et une tension de grille E_g , à la diode équivalente B ayant

une tension d'anode $E_r = E_g + \frac{E_p}{k}$, il est possible de passer d'une tétrode

à une triode suivant la construction de la figure XVI-50-10.

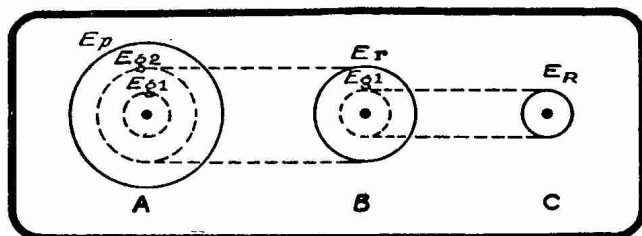


FIG. XVI-50-10. — B est la triode équivalente de la tétrode à écran A. C est la diode équivalente de la triode B.

Cette tension résultante E_r est donnée par la relation :

$$(1) \quad E_r = E_{g2} + \frac{E_p}{k_2}$$

dans laquelle :

E_{g2} est la tension de la grille-écran ;

k_2 le coefficient d'amplification de la lampe triode constituée par la grille-écran et l'anode ;

E_p la tension d'anode.

De la triode équivalente B, ainsi mise en évidence, on peut passer à la diode équivalente C dont la tension d'anode est la tension résultante totale E_r . On a, d'après la relation (2) de la page 527 :

$$(2) \quad E_r = E_{g1} + \frac{E_r}{k_1}$$

E_{g1} étant la tension de la grille de commande ;

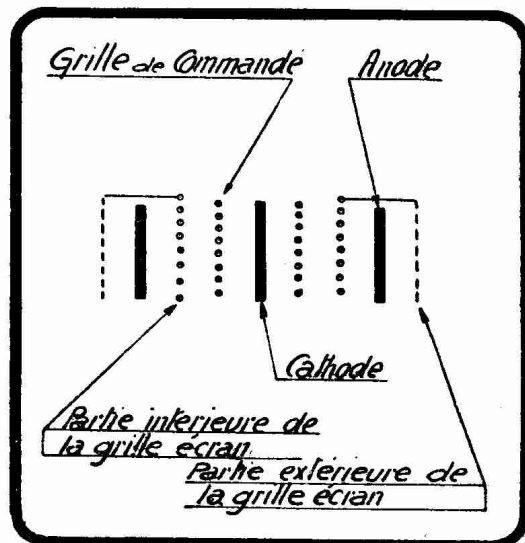


FIG. XVI-50-9. — Coupe schématique d'une lampe à écran américaine.

Tout se passe au point de vue courant débité du fait du flux électronique de la cathode, comme si la tétrode A était remplacée par la triode B, que l'on appelle *triode équivalente*, dont l'anode, située par rapport à la cathode dans la même position que la grille écran de la tétrode, serait portée à une tension E_r dite tension résultante.

k_1 le coefficient d'amplification de la triode constituée par la grille de commande de la grille écran.

En portant dans (2) la valeur de E_r tirée de (1), on a :

$$E_r = E_{g1} + \frac{E_{g2}}{k_1} + \frac{E_p}{k_1 k_2}$$

Suivant la même méthode que celle utilisée pour la triode, page 527, on peut ainsi donner pour la tétrode à grille écran une expression simple du courant de cathode, courant constituant la somme du courant d'écran et du courant d'anode ;

$$(3) \quad I = \frac{1}{B''} E_r^{1,5} = \frac{1}{B''} \left(E_{g1} + \frac{E_{g2}}{k_1} + \frac{E_p}{k_1 k_2} \right)^{1,5}$$

Le coefficient B'' est très peu différent du B et du B'' rencontrés page 527.

Cette relation (3) permet d'appliquer directement à la tétrode à écran tout ce qui a été établi pour la diode et la triode : charge d'espace, courbes caractéristiques, saturation éventuelle, tension de déplacement, etc.

La tension de déplacement est ici $\frac{E_{g2}}{k_1} + \frac{E_p}{k_1 k_2}$. Elle correspond à la pola-

risation de grille de commande qui, pour des tensions écran (E_{g2}) et anode (E_p) données, bloque le courant d'anode. Elle définit donc le départ de la caractéristique d'anode sur l'axe des tensions grille pour E_{g2} et E_p constants.

Dans une triode, la tension d'anode intervient dans l'expression du courant d'anode (relation (3) de la page 527) par la fraction $\frac{E_p}{k}$. Dans le cas de la

tétrode à écran la tension d'anode intervient par la fraction $\frac{E_p}{k_1 k_2}$. Le produit

$k_1 k_2$ peut être considéré comme le coefficient d'amplification effectif K de la lampe à écran : $K = k_1 k_2$.

Tout se passe donc au point de vue coefficient d'amplification comme si la lampe à écran était constituée par deux lampes montées en cascade (1). On obtient ainsi *avec un seul étage* des amplifications correspondant à deux étages, circonstance dont on aperçoit immédiatement les avantageuses conséquences pratiques.

Le coefficient d'amplification effectif K d'une lampe à écran peut atteindre des valeurs considérables ; pratiquement, il varie entre 200 pour les tétrodes à écran à chauffage direct et 2.000 pour certaines tétrodes à écran à chauffage indirect. Nous verrons d'ailleurs tout à l'heure quelles sont les précisions qu'il importe de faire lorsque l'on parle de coefficient d'amplification d'une lampe à écran.

Les valeurs élevées du produit $k_1 k_2$ font que l'on peut négliger $\frac{E_p}{k_1 k_2}$ et écrire l'expression (3) sous la forme simplifiée :

$$(4) \quad I = \frac{1}{B''} \left(E_{g1} + \frac{E_{g2}}{k_1} \right)^{1,5}$$

(1) Ce fait a été mis en évidence par W. Schottky, en 1919, et A. M. Shirmann, en 1920.

Le courant total résultant de l'émission électronique de la cathode (courant anode + courant écran) est, pratiquement, à peu près indépendant de la tension d'anode, mais dépend de la tension écran comme dépend de la tension d'anode le courant anode d'une lampe triode.

Si, en conséquence, on fait varier la tension d'anode, la tension écran restant constante, le courant total anode-écran reste à peu près fixe et se partage entre l'anode et l'écran, les variations dans ces deux électrodes se faisant en sens inverses.

La manière dont s'effectue ce partage est, en première analyse, simple ; plus l'écran est positif, plus il attire d'électrons et moins est grand le nombre d'électrons qui peuvent le traverser pour atteindre l'anode. Mais, en réalité, le phénomène est compliqué du fait des émissions électroniques secondaires qui se produisent par le choc des électrons primaires (électrons issus de la cathode) contre l'écran et l'anode. L'émission secondaire de l'anode est captée par la grille écran lorsque cette électrode a une tension supérieure ou égale à celle de l'anode. L'émission secondaire de l'écran est captée par l'anode, lorsque cette anode a une tension supérieure à celle de l'écran. Il se produit entre grille écran et anode un phénomène identique à celui que l'on observe dans le cas du dynatron de la figure XVI-15-1. La courbe caractéristique tension anode-courant anode d'une lampe à écran, tracée à tensions écran et grille de commande constantes, a exactement l'allure de la courbe de la figure XVI-15-2 tracée pour le dynatron ; le courant d'anode commence par croître, passe par un maximum, décroît, s'annule, s'inverse ⁽¹⁾ (ce qui se produit parce que pour chaque électron primaire atteignant l'anode, plus d'un électron secondaire rayonné par l'anode est capté par l'écran), passe par un minimum, croît, redevient de sens normal et continue à croître jusqu'à saturation.

En même temps que l'adjonction d'une grille écran entre anode et grille de commande augmente le coefficient d'amplification de la lampe, elle augmente, dans les mêmes proportions, la résistance interne cathode-anode qui atteint 400 000 ohms pour les lampes à écran à chauffage direct et 1.000.000 pour certaines lampes à écran à chauffage indirect.

Le k et le ρ d'une lampe à écran étant à peu près augmentés dans les mêmes proportions, par rapport aux k et ρ d'une lampe triode, la pente conserve les valeurs habituelles. En fait, les lampes à écran présentent des pentes de l'ordre de 1 à 3 mA/V, les grandes pentes étant bien entendu rencontrées dans les lampes à écran à chauffage indirect.

Avec des coefficients d'amplification aussi élevés, on peut penser que la lampe à écran est une lampe qui accroche facilement et que son emploi en amplificatrice avec circuit grille et circuit anode accordés sur la même fréquence est impossible du fait d'accrochages violents. Cette objection serait valable si l'on se servait dans la figure XVI-48-2 B de lampes bigrilles du type classiquement connu en France, lampes que nous avons appelées lampes à grille de charge spatiale et étudiées dans le paragraphe précédent.

Dans une lampe à écran, la résistance intérieure est très élevée et la disposition en cage de Faraday de la grille écran élimine toute action électrostatique entre la grille principale (ici grille intérieure) et l'anode. Donc, inutile de neutrodyner un étage haute fréquence muni d'une lampe à écran. Les accrochages que l'on observe dans les triodes amplificatrices sont dus, nous l'avons vu, à la capacité grille-anode, capacité qui peut atteindre la dizaine de micromicrofarads. Dans les lampes à écran, cette capacité est réduite dans des proportions énormes : 0,007 micromicrofarad et même moins.

De cette capacité grille-anode très faible résulte que les lampes à écran peuvent être employées dans d'excellentes conditions à l'amplification haute

(1) Cette inversion (courant anode négatif) ne se produit pas pour toutes les tétrodes à écran ; mais pour toutes les lampes à écran le courant d'anode passe par un maximum, décroît et passe par un minimum, pour recroître à nouveau jusqu'à la saturation. Il est à remarquer que, dans la zone plongeante, on peut avoir un gain d'étage supérieur au coefficient d'amplification de la lampe (Cf. *Vues sur la Radio*, de Marc Seignette, pages 99 à 104).

fréquence des ondes courtes de l'ordre de la dizaine de mètres. On peut dans cet ordre d'idées affirmer que la lampe à écran a donné la solution tant cherchée de l'amplification haute fréquence efficace des ondes courtes et très courtes.

Enfin, comme nous le verrons dans le paragraphe suivant, la résistance filament-anode élevée évite, dans les montages, d'amortir le circuit plaque, d'où une sensibilité et une sélectivité accrues.

Voici, groupées en un tableau, les principales caractéristiques des lampes à écran les plus intéressantes :

Type	Marque	Nature de la cathode	Chauffage		Tension anode en volts	Tension écran en volts	Polarisation grille en volts	k	ρ ohms	S mA/V
			Volts	Ampère						
A 442	Philips	CD oxyde	4	0,06	200	100	— 1	280	400.000	0,7
B 442	Philips	CD oxyde	4	0,1	200	100	— 1	350	400.000	0,9
S 416	Gecovalve	CD oxyde	4	0,1	150	75	— 1,5	200	200.000	1
S 23	Gecovalve	CD oxyde	2	0,1	150	70	— 1,5	220	200.000	1,1
E 442	Philips	CI oxyde	4	1	200	100	— 1,3	700	800.000	0,9
E 452 T	Philips	CI oxyde	4	1	200	100	— 2	900	450.000	2
MS 4 B	Gecovalve	CI oxyde	4	1	200	80	— 1	1120	350.000	3,2
22	USA	CD oxyde	3,3	0,132	135	67,5	— 1,5	160	325.000	0,5
24	USA	CI oxyde	2,5	1,75	250	90	— 3	630	600.000	1,05
32 (1)	USA	CD oxyde	2	0,06	180	67,5	— 3	780	1.200.000	0,65
36	USA	CI oxyde	6,3	0,3	180	90	— 3	370	350.000	1,05

2° COURBES CARACTÉRISTIQUES. FONCTIONNEMENT. RÉGLAGE DE LA TENSION ÉCRAN :

Pour fixer les idées sur un exemple concret, la figure XVI-50-11 donne les courbes caractéristiques tension anode-courant anode de deux lampes à écran à chauffage indirect de modèles très répandus en Europe à l'époque de leur vogue.

Ces courbes se présentent sous un aspect assez différent des caractéristiques tension anode-courant anode des lampes triodes. Nous avons suffisamment insisté précédemment sur le mécanisme de formation des « coudes » de ces caractéristiques pour qu'il soit inutile d'y revenir. L'examen de ces courbes montre que les parties ascendantes *pratiquement* rectilignes sont assez peu étendues. Comme la chute de tension à travers le circuit d'anode (organe de liaison) d'une lampe amplificatrice en fonctionnement varie du fait des variations du courant d'anode, la tension réelle appliquée à l'anode varie ; ces variations doivent être telles qu'elles se maintiennent dans les parties rectilignes des caractéristiques. Sur toute l'étendue des caractéristiques statiques il n'y a donc qu'une petite zone utilisable ; cette circonstance spéciale entraîne une limitation de l'amplitude des potentiels d'attaque applicables à la grille de commande d'une lampe à écran : la lampe à écran est destinée à agir sur des oscillations de très faible amplitude (de l'ordre de 0,1 volt pour les lampes à écran à chauffage direct, de l'ordre de 0,8 à 1 volt au grand maximum pour les lampes à écran à chauffage indirect) (2). Si l'on désire opérer sur des amplitudes

(1) La forme la plus récente de la 32 est la 1B4.

(2) Nous verrons plus loin comment l'adjonction entre l'anode et l'écran d'une troisième grille permet d'éliminer les coudes des courbes tension anode-courant anode et d'utiliser la lampe à écran à l'amplification haute ou basse fréquence d'oscillations de plusieurs volts d'amplitude (pentodes).

Les lampes à écran à chauffage indirect et à pente variable, que nous étudierons dans le chapitre suivant, permettent d'envisager en haute fréquence des potentiels d'attaque de grille de l'ordre de 6 à 8 volts.

de départ un peu plus fortes, ce qui se présente par exemple dans le cas d'une lampe à écran montée en deuxième étage haute fréquence, on polarise à 0,5 ou -1 volt la grille principale (grille de commande). Mais la marge

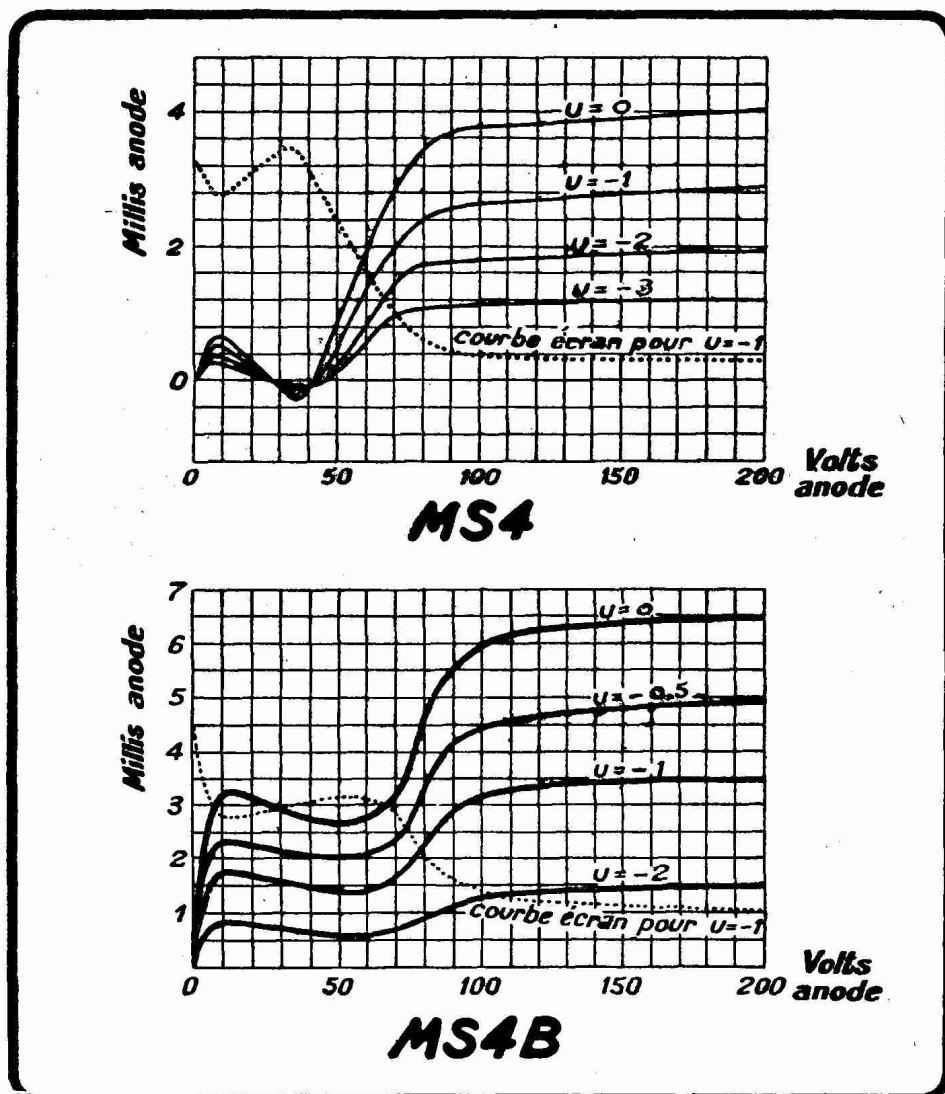


FIG. XVI-50-11. — Courbes caractéristiques tension anode-courant anode de deux tétrodes à écran. La MS4 était une lampe à écran à faible pente, la MS4B une lampe à écran à grande pente.

est faible, et en général on ne peut dépasser un potentiel d'attaque de quelques dixièmes de volt.

On peut, bien entendu, tracer les courbes caractéristiques tension grille-courant anode d'une lampe à écran et l'on obtient des familles de courbes analogues aux familles de courbes tracées pour les triodes. La figure XVI-50-12 montre les courbes caractéristiques tension grille-courant anode d'une lampe à écran à chauffage direct « historique » : la A442 Philips.

On pourrait tracer les caractéristiques de la lampe triode constituée par la grille écran et la grille de commande ; on porterait alors en abscisses les volts grille et en ordonnées les milliampères écran. Lorsque la tension écran augmente, le courant écran augmente et peut devenir une fraction importante du courant d'anode. Pour les tensions d'écran partiellement utilisées, les courants d'écran sont voisins du milliampère.

Il faut remarquer ici que, dans une lampe à écran, ce sont surtout les carac-

téristiques tension anode-courant anode qui importent à cause des coudes qu'elles présentent (effet dynatron).

Que deviennent les caractéristiques tension grille-courant anode si, laissant la tension anodique constante (à 150 volts par exemple), on essaie diverses tensions de grille écran ? L'expérience effectuée avec une A442 Philips donne les courbes de la figure XVI-50-13.

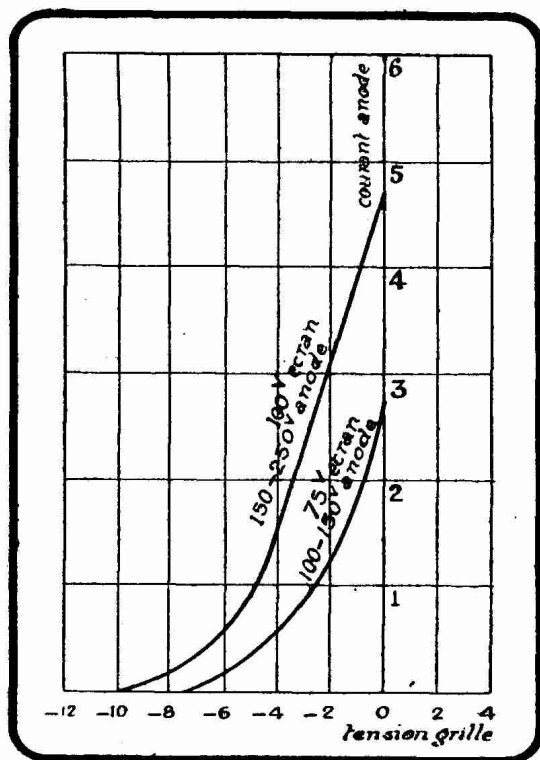


FIG. XVI-50-12. — Courbes caractéristiques tension grille-courant anode d'une tétrode à écran à chauffage direct célèbre : la A442 Philips.

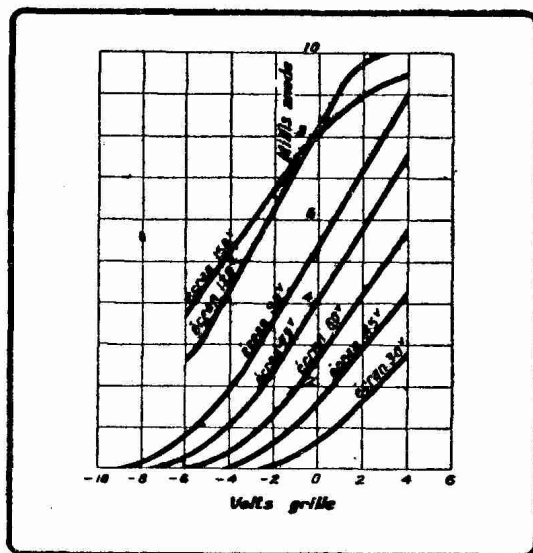


FIG. XVI-50-13. — Influence de la tension d'écran sur la courbe caractéristique tension grille-courant anode.

A chacune de ces courbes correspond un coefficient d'amplification qui va en décroissant au fur et à mesure que la tension d'écran augmente ; la variation du coefficient d'amplification en fonction de la tension de l'écran est représentée par la figure XVI-50-14.

Il semble donc que l'on ait intérêt à rendre la tension de la grille écran aussi petite que possible puisque pour 30 volts écran on a : $k = 800$, et, d'autre part, un courant écran faible (de l'ordre du demi-dixième de milliampère). Mais en même temps que k varie, la pente des caractéristiques de la figure XVI-50-13 varie, et cela de la manière que montre la figure XVI-50-15.

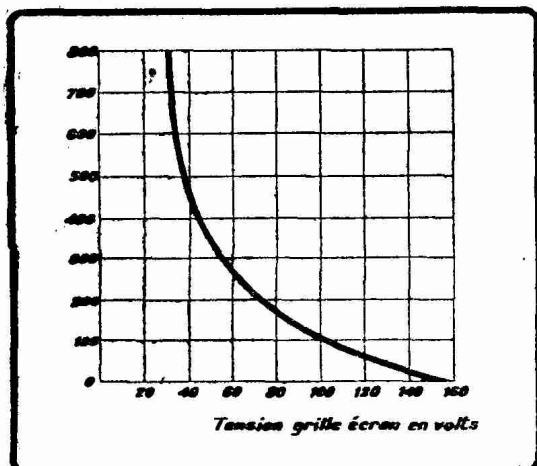


FIG. XVI-50-14. — Variation du coefficient d'amplification avec la tension d'écran.

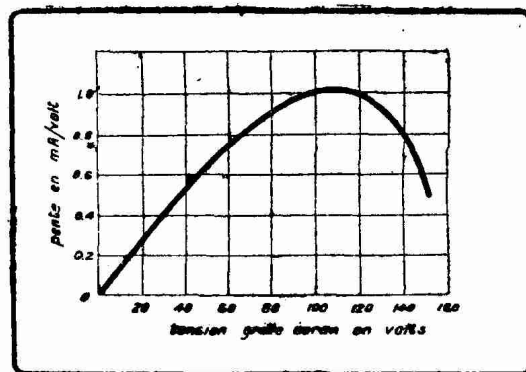


FIG. XVI-50-15. — Variation de la pente en fonction de la tension d'écran.

Il résulte de cette courbe que, pour des tensions d'écran faibles, la pente S est faible. Comme $\rho = \frac{k}{S}$, la résistance intérieure ρ est donc très grande.

L'amplification effective produite par un étage (lampe et impédance Z du circuit d'anode) est, nous l'avons vu au cours de l'étude de la triode ⁽¹⁾ :

$$A = \frac{kZ}{\rho + Z},$$

c'est-à-dire :
$$A = \frac{k}{1 + \frac{\rho}{Z}}.$$

Si ρ est trop grand par rapport aux valeurs habituelles de Z , k se trouvera divisé par un nombre trop grand, A sera petit.

Si ρ est petit par rapport aux valeurs habituelles de Z , k se trouvera divisé par un nombre peu différent de 1, mais k lui-même sera petit : A sera petit.

Il s'agit donc de trouver une tension de grille écran donnant à k et à ρ des valeurs pour lesquelles A est aussi grand que possible.

Les courbes A et B de la figure XVI-50-16 représentent respectivement pour un circuit d'anode accordé sur 400 mètres ($Z = 50.000$ ohms environ), et pour un circuit d'anode accordé sur 1.500 mètres ($Z = 215.000$ ohms environ) les variations de l'amplification effective A en fonction de la tension d'écran.

Dans le cas d'ondes de 400 mètres, les amplifications A maxima se produisent pour une tension écran voisine de 80 volts. Dans le cas d'ondes de 1.500 mètres, les maxima s'observent pour une tension voisine de 60 volts. En pratique, on pourra adopter une tension écran égale à la moitié de la tension d'anode, c'est-à-dire 75 volts pour 150 volts anode.

On voit sur cette figure XVI-50-16 que l'amplification réelle produite par un étage équipé avec une lampe à écran est de l'ordre de 40 pour les ondes de 400 mètres et de l'ordre de 100 pour les ondes de 1.500 mètres ⁽¹⁾. Ces nombres peuvent être améliorés encore en soignant particulièrement les circuits, ce qui conduit à des valeurs de Z plus grandes que les valeurs admises tout à l'heure. On voit apparaître ici l'intérêt qu'il y a à utiliser les lampes à écran sur des ondes longues.

Les lampes à écran donnent, du fait de leur résistance interne élevée, une sélectivité très poussée. Cette sélectivité peut être réglée, dans le cas du chauffage direct, en agissant sur le chauffage du filament. Si l'on diminue ce chauffage, la pente S de la caractéristique diminue, k reste à peu près le même, donc ρ augmente considérablement. L'amplification réelle A diminue, mais peut

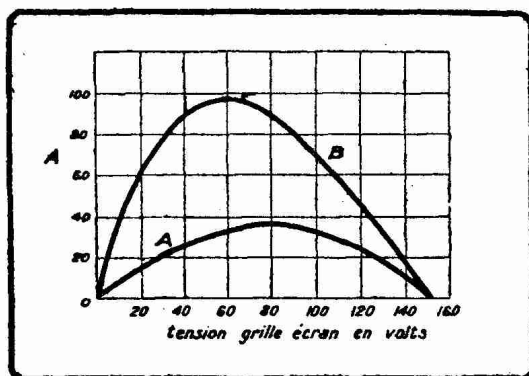


FIG. XVI-50-16. — Variation de l'amplification effective en fonction de la tension d'écran.

(1) Cela est une conséquence de ce que nous avons vu au début du chapitre II : dans une lampe à écran, l'amplification effective A est proportionnelle à l'impédance Z du circuit d'anode. Z peut être d'autant plus grand que les ondes sur lesquelles on accorde le circuit d'anode sont de plus grande longueur. Cela concerne les circuits d'anode accordés (circuits bouchons) ; dans le cas d'une liaison par transformateur à secondaire seul accordé, Z est assez faible : 10.000 à 20.000 ohms seulement, par suite du couplage assez lâche, en général, entre le primaire et le secondaire.

être ramenée près de sa valeur de départ en établissant des circuits peu amortis. La sélectivité, en particulier dans le cas de réceptions de stations puissantes et rapprochées, peut s'obtenir aussi en polarisant négativement la grille de commande à -1 ou $-1,5$ volt, ce qui se réalise en montant le rhéostat de chauffage dans le $-A$ et en faisant le retour grille de commande au $-A$ (principe de la disposition de la figure XVI-22-1).

Comment varie l'intensité écran avec la tension d'anode à tensions écran et grille de commande constantes ? Autrement dit, comment placer la courbe écran dans le système d'axes volts anode-milliampères anode utilisé pour le tracé des caractéristiques statiques ?

Soit C (fig XVI-50-17), la courbe caractéristique tension anode-courant anode pour une polarisation grille de commande fixe (-1 volt par exemple), V_e la tension fixe d'écran. Lorsque la tension d'anode atteint la valeur V_e , le courant d'anode a la valeur I . Traçons l'horizontale II' , d'ordonnée I . La courbe représentant la variation du courant d'écran en fonction de la tension d'anode sera la symétrique C' de C par rapport à II' . Cela signifie que, à tout moment, et pour des tensions grille de commande et grille écran données, la somme des courants anode et grille écran est constante. Nous avons mis ce fait en évidence par les considérations théoriques indiquées plus haut dans ce paragraphe. L'un de ces deux courants augmente de ce que diminue l'autre, et vice-versa. Tant que la tension fixe de la grille écran est supérieure à la tension d'anode, la plus

grande partie des électrons est captée par l'écran ; lorsque la tension anode dépasse la tension fixe V_e d'écran, les électrons « préfèrent » l'anode.

Pour chaque courbe caractéristique d'anode telle que C , on peut tracer une courbe caractéristique d'écran telle que C' .

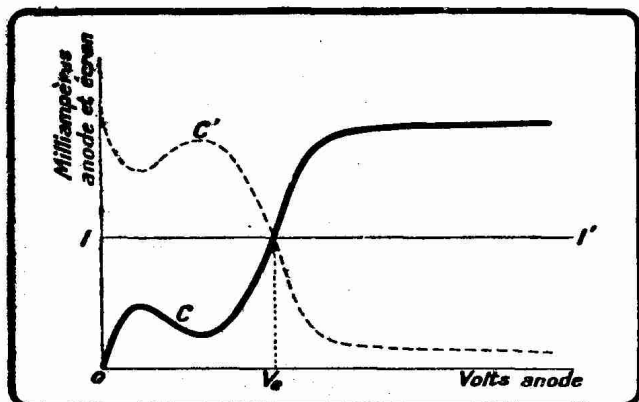


FIG. XVI-50-17. — La courbe C étant la caractéristique tension anode-courant anode d'une lampe à écran, la courbe C' est la caractéristique tension anode-courant écran. La symétrie des courbes C et C' vient de constance de la somme du courant anode et du courant écran.

3° MISE EN OEUVRE PRATIQUE DE LA LAMPE A ÉCRAN :

Une lampe à écran exige une tension de chauffage, une tension d'anode et une tension d'écran.

La tension de chauffage est obtenue à l'aide d'une batterie d'accumulateurs (ou d'un bloc redresseur filtreur) dans le cas d'une lampe à chauffage direct, par l'intermédiaire d'un transformateur dévolteur dans le cas

d'une lampe à chauffage indirect type secteur alternatif, en disposant les éléments chauffants en série dans le cas d'une lampe à chauffage indirect type secteur continu ou type universel.

La tension d'anode s'obtient dans le cas d'une lampe « batteries » par une batterie d'accumulateurs ou de piles ou encore par un bloc d'alimentation sur secteur alternatif ; dans le cas d'une lampe « secteur alternatif », cette tension d'anode est obligatoirement obtenue par un bloc d'alimentation constitué par un redresseur et un filtre.

Comment obtenir la troisième tension constante nécessaire, autrement dit comment obtenir la tension écran ?

Dans le cas d'une alimentation anodique par batterie, on réalise, purement et simplement, une prise « écran » sur cette batterie, prise que l'on détermine de telle manière que l'écran se trouve porté à la tension préconisée par le constructeur (nous rappelons que cette tension varie pratiquement suivant les types de lampe à écran entre 70 et 100 volts).

Dans le cas d'une alimentation par secteur alternatif, c'est-à-dire lorsque l'on a affaire à une lampe à écran à chauffage indirect ⁽¹⁾, le bloc d'alimentation anodique présente deux bornes —B et +B entre lesquelles existe, dans le cas d'un poste secteur à lampes à chauffage indirect, une tension de 200 à 220 volts. Pour obtenir les quelques cent volts nécessaires à l'écran, on réalise pratiquement le dispositif de la figure XVI-50-18, qui constitue une simple prise potentiométrique entre le —B et le +B.

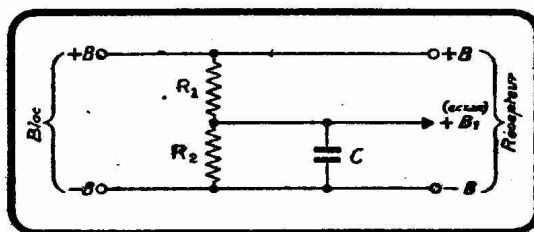


FIG. XVI-50-18. — Montage potentiométrique permettant d'obtenir la tension d'écran.

Le condensateur C qui relie la prise écran +B₁ au —B est indispensable. Sa valeur est de 1 à 2 μF en basse fréquence, de 0,1 μF en haute fréquence ou moyenne fréquence ⁽²⁾.

On conçoit qu'en modifiant les valeurs des résistances R₁ et R₂ on puisse faire apparaître à la prise B₁, pour le débit connu i (courant écran), toutes les valeurs de tension comprises entre 0 et B. C'est, en somme, une application de la théorie du potentiomètre à une prise que nous avons exposée précédemment.

Les résistances R₁ et R₂ sont du type bobiné ou du type aggloméré. Elles doivent pouvoir dissiper facilement 1 à 1,5 watt ⁽³⁾.

En général, les constructeurs de lampes donnent dans leurs notices les valeurs des résistances R₁ et R₂ qui conviennent pour chacun des types de lampes à écran qu'ils construisent.

Le tableau donne à ce propos quelques exemples pratiques :

LAMPE	MARQUE	R ₁ EN OHMS	R ₂ EN OHMS
S410	Gecovalve	16.000	45.000
MS4B	Gecovalve	40.000	60.000
E452T	Philips	25.000	75.000

Dans le cas de deux lampes à écran du même type montées en cascade dans le même amplificateur, on peut utiliser le même dispositif R₁R₂ dans lequel on adopte les valeurs moitié de celles indiquées pour une lampe. Ainsi pour deux MS4B, on prendra R₁ = 20.000 et R₂ = 30.000.

Une excellente tactique consiste à remplacer R₁ et R₂ par un potentiomètre à curseur de résistance élevée (50.000 à 75.000 ohms) du type 8 ou 10 mA et à régler la position du curseur jusqu'à ce que le rapport de résistances désiré soit obtenu.

Que les résistances R₁ et R₂ soient indépendantes ou qu'elles soient constituées par un potentiomètre proprement dit, elles ne doivent être placées ni dans le bloc d'alimentation, ni entre ce bloc et le récepteur. Il est capital de les monter directement dans le récepteur comportant les lampes à écran et aussi près que possible de ces lampes.

(1) La méthode de réalisation de la tension écran que nous exposons à propos d'une lampe à chauffage indirect, s'applique, bien entendu, à tous les cas où l'on dispose de deux bornes +B — B, c'est-à-dire au cas de la batterie de piles, d'accumulateurs et du bloc d'alimentation anodique sur secteur remplaçant la batterie B.

(2) La grille écran doit toujours être reliée au —B (masse) par un condensateur d'assez forte capacité afin que cette électrode se trouve au potentiel de la masse (terre), quelle que soit l'impédance que puisse présenter la source de tension écran.

(3) Pratiquement, on choisit pour la somme R₁ + R₂ une valeur telle que la consommation propre du potentiomètre soit au moins égale au courant écran, autrement dit au courant débité par la prise B. En général, une valeur comprise entre 50.000 et 100.000 ohms convient.

REMARQUES. — I. — On pourrait être tenté d'obtenir la polarisation d'écran par la dispositif simple de la figure XVI-50-19 dans lequel la tension d'écran B_1 est obtenue en reliant l'écran au + B à travers une

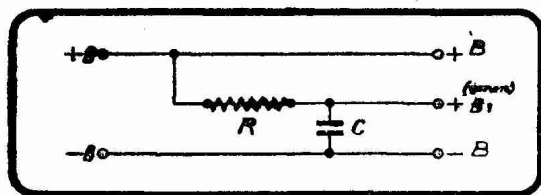


FIG. XVI-50-19. — Autre méthode d'obtention de la tension d'écran. Cette méthode présente dans le cas de la tétrode, un inconvénient que signale le texte.

résistance R dont la valeur est $\frac{B - B_1}{i}$,

i étant l'intensité du courant d'écran pour la tension B_1 . En fait, dans certains récepteurs sans prétentions, on utilise ce dispositif peu compliqué. Mais cette manière de faire apparaît la tension d'écran à l'inconvénient, du fait des variations de i avec la tension effectivement appliquée à l'anode (tension qui varie lorsqu'une impédance est insérée dans le circuit de cette anode), de ne pas donner une tension écran constante pendant le fonctionnement de la lampe. Le dispositif potentiométrique évite ces variations de la

tension d'écran à la condition que la consommation propre du potentiomètre soit suffisamment élevée (au moins de l'ordre de i). Cette condition détermine la valeur à choisir pour la somme $R_1 + R_2$.

II. — La lampe à écran exige en fait une quatrième tension constante : la polarisation de la grille de commande. Cette polarisation s'obtient par l'une des méthodes des figures XVI-22-1 ou XVI-22-2 suivant que l'on se trouve en présence d'une lampe à chauffage direct ou d'une lampe à chauffage indirect. La résistance R est de quelques centaines à quelques dizaines de milliers d'ohms et varie bien entendu, avec le débit total anode-écran. Sa valeur exacte dépend donc pour une polarisation désirée, de la tension d'anode, de la tension écran, de la résistance insérée dans le circuit d'anode. Le condensateur qui shunte R est de 0,01 à 0,1 μF pour le cas de la haute fréquence, de 1 à 10 μF pour celui de la basse fréquence.

4° UTILISATION DE LA LAMPE A ÉCRAN COMME AMPLIFICATRICE :

a) Généralités.

Nous avons vu que l'amplification effective d'une lampe triode est :

$$(1) \quad A = k \frac{\rho}{\rho + Z}$$

On peut appliquer cette relation à la lampe à écran de la figure XVI-50-20 ayant pour coefficient d'amplification k ($k = k_1 k_2$), pour résistance interne ρ et présentant dans son anode un circuit (résistance, bobine de self, circuit oscillant) d'impédance Z .

La relation (1) s'écrit, ainsi que le montre la relation (2) de la page 540, sous la forme :

$$(2) \quad A = S \frac{Z_\rho}{\rho + Z}$$

S est la pente de la lampe à écran, $\frac{Z_\rho}{\rho + Z}$ est l'impédance du système constitué par la résistance interne ρ en parallèle sur le circuit d'impédance Z .

On peut écrire $\frac{Z_\rho}{\rho + Z}$ sous la forme $\frac{Z}{1 + \frac{\rho}{Z}}$. Dans une lampe à écran

ρ est en pratique de l'ordre de 10 fois l'impédance Z , on peut donc, en légitime approximation, négliger $\frac{\rho}{Z}$ et écrire :

$$\frac{Z_\rho}{\rho + Z} = Z$$

L'amplification effective A est alors :

$$(3) \quad A = SZ$$

A est le produit de la pente de la lampe par l'impédance du circuit d'utilisation. On voit que de toutes les caractéristiques d'une lampe à écran c'est la pente qui joue le rôle le plus important ⁽¹⁾. Plus la pente est élevée, plus est grande l'amplification fournie à circuit d'anode Z identique.

Il y a, d'autre part, un intérêt évident à rendre l'impédance Z du circuit d'anode aussi grande que possible. Mais on est, en pratique, limité dans ce sens : par la nécessité d'obtenir la sélectivité, qui prime l'amplification.

par les chutes de tension que le courant d'anode produit dans le dispositif d'impédance Z (surtout lorsque Z est une résistance) ;

par l'obligation d'empêcher l'anode, au cours de ses variations de tension (oscillations HF ou BF apparaissant aux bornes de Z), de présenter une tension instantanée inférieure à la tension d'écran, circonstance qui produit un courant d'écran excessif.

b) Amplification HF.

Les lampes à écran, surtout les lampes à écran à chauffage indirect, sont des amplificateurs HF remarquables par leurs pentes élevées, leurs coefficients d'amplification statique considérables auxquels correspondent des valeurs dynamiques de beaucoup supérieures à celles que l'on observe dans le cas des triodes. Le blindage que forme l'écran entre la grille de commande et l'anode neutralise la capacité grille-anode et évite le neutrodynage.

Le premier montage qui a été préconisé, en 1928, pour l'emploi, en amplificateurs HF, des lampes à écran qui venaient de faire leur apparition, a été

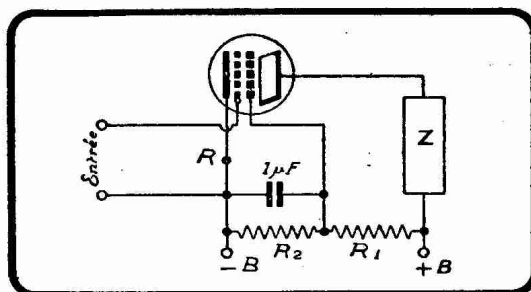


FIG. XVI-50-20. — Schéma général de la tétrode à écran montée en amplificatrice.

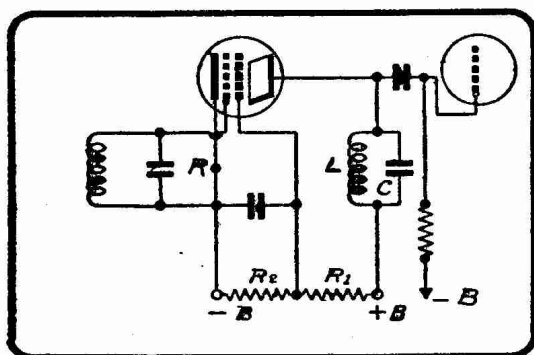


FIG. XVI-50-21. — Lampe à écran montée en amplificatrice à résonance.

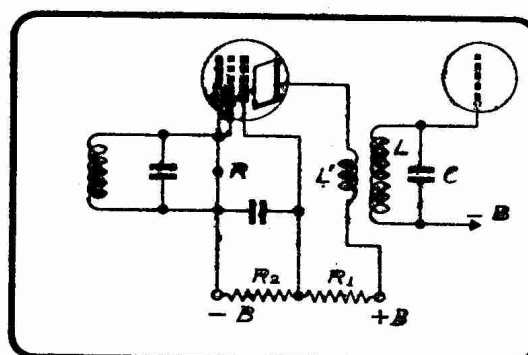


FIG. XVI-50-22. — Lampe à écran montée en amplificatrice à transformateur à secondaire accordé.

le montage à résonance du type C119, dont le schéma, dans le cas d'une triode, a été donné figure XVI-19-4. Adapté à une lampe à écran, ce montage devient celui de la figure XVI-50-21.

Un autre montage, jadis populaire, est le montage à transformateur à secondaire accordé de la figure XVI-50-22 que nous avons, au cours de l'été 1928,

(1) Aussi beaucoup de constructeurs de lampes ont-ils pris l'habitude de n'indiquer que la pente dans la liste des caractéristiques d'une lampe à écran.

montré donner d'excellents résultats avec les lampes à écran A442. Pour obtenir avec ce montage l'amplification maximum, on est conduit à utiliser des

couplages LL' très serrés et un rapport $\frac{L}{L'}$ égal au plus à 1. Si, recherchant

surtout de la sélectivité, on n'exige pas l'amplification maximum, on relâche le couplage LL' et on adopte moins de self en L' qu'en L .

Un couplage plus lâche encore entre le circuit d'anode de la lampe à écran et le circuit grille de commande de la lampe suivante, qui peut être une lampe à écran également, est obtenu par le dispositif de la figure XVI-50-23 qui est une combinaison des schémas théoriques des figures XVI-19-7 et XVI-19-8. S est une bobine semi-apériodique.

C_1 est le condensateur de liaison de 100 pF qui est relié, soit à l'extrémité de L correspondant à la grille de la seconde lampe, soit à une spire quelconque de L (effet d'auto-transformation dans L). Ce dispositif de la figure XVI-50-23 a été fort utilisé en réception ondes courtes où les lampes à écran se recommandaient par leur infime capacité grille-anode, même pour les ondes de l'ordre de 20 mètres.

Les montages de cette figure et des deux précédentes présentent une courbe de sélectivité très peu différente de celle du circuit LC considéré seul : le coefficient de surtension de ce circuit ne subit qu'une modification très petite, car la résistance interne ρ de la lampe à écran est élevée. Mais nous avons vu

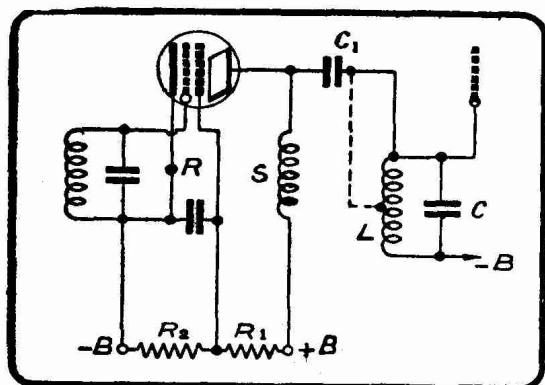


FIG. XVI-50-23. — Lampe à écran montée en amplificatrice à self et capacité de liaison.

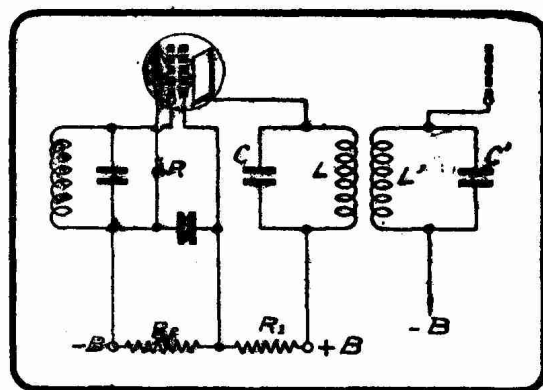


FIG. XVI-50-24. — Lampe à écran montée en amplificatrice à filtre de bande.

que les exigences de la réception moderne sont telles qu'une courbe de sélectivité du type de celle que fournit un simple circuit oscillant est nettement insuffisante. Aussi a-t-on été amené à coupler les lampes à écran HF par des filtres de bande dont la disposition est conforme à la figure XIII-22-2. Nous avons suffisamment insisté sur les propriétés et les avantages de ces dispositifs dits « filtres de bande » pour qu'il soit inutile d'y revenir ici. Nous nous contenterons de représenter figure XVI-50-24 un couplage de lampe à écran par filtre de bande.

Il est important de remarquer que tout le bénéfice que l'on espère tirer de l'emploi d'une lampe à écran dans un étage haute fréquence peut être perdu si cette lampe n'est pas montée avec un très grand souci de l'élimination des couplages électrostatiques et électromagnétiques grille de commande-anode extérieurement à la lampe elle-même. Il est capital, en particulier, que la connexion allant à la corne (anode) ne voisine pas avec celle allant à la broche « grille » du culot (grille principale).

Les lampes à écran, surtout dans les séries à chauffage indirect, comportaient une ampoule métallisée extérieurement ⁽¹⁾. Cette métallisation, électrique-ment reliée à la cathode, produit un blindage complet de la lampe qui permet de se passer du dispositif compliqué de la figure XVI-50-25. La capacité grille anode d'une lampe à écran métallisée est encore plus faible que dans la même lampe non métallisée. C'est là un fait très important.

Nous n'avons jusqu'ici eu en vue que l'amplification HF de la tension. Les lampes à écran, sous des formes spéciales, ont été utilisées pour les besoins de l'émission en amplification HF de puissance allant jusqu'au kilowatt anode.

La nécessité où l'on se trouve dans une lampe à écran d'empêcher l'anode de présenter (du fait de la tension alternative qui apparaît aux bornes de son circuit d'anode) une tension instantanée inférieure à celle de l'écran, limite évidemment la puissance HF que l'on peut espérer obtenir avec une lampe à écran donnée.

Cependant les valeurs si réduites de la capacité grille-anode, lesquelles, mieux que l'on ne pourrait l'obtenir avec des triodes par le dispositif de neutrodynage le plus perfectionné, éliminent tout transfert électrostatique d'énergie de grille à anode et rendent, en conséquence, l'emploi des lampes à écran HF de puissance particulièrement séduisant dans le cas des ondes courtes.

Les coefficients d'amplification élevés de ces lampes permettent, d'autre part, l'utilisation de tensions d'attaque de grille relativement faibles.

C'est pour ces raisons que l'on a été conduit à réaliser des lampes à écran dans le type « de puissance ».

Pour permettre à la plus grande tension HF possible de prendre naissance aux bornes du circuit monté dans l'anode sans que l'anode prenne une tension plus petite que celle de l'écran, les lampes à écran de puissance sont, en général, calculées pour fonctionner sous une tension écran qui n'est que le cinquième de la tension d'anode ⁽²⁾.

La lampe à écran de puissance est surtout utilisée dans des étages amplificateurs HF réalisant les conditions de fonctionnement des classes B et C.

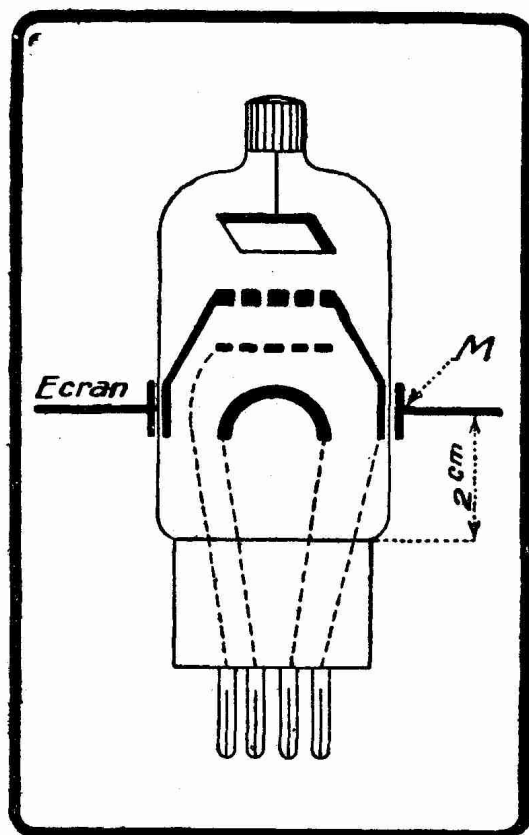


FIG. XVI-50-25. — Dans les lampes à écran européennes, qu'elles soient à chauffage direct ou à chauffage indirect, la grille écran comporte une partie très voisine de l'ampoule pour permettre la jonction par capacité de cette grille écran avec un blindage extérieur.

(1) La métallisation de l'ampoule des lampes de réception (triodes, tétrodes, pentodes, hexodes, ect.) amplificatrices HF ou détectrices est une création Telefunken (1930). Elle a attiré (fin 1933) l'attention de certains constructeurs de lampes américains. Le problème du blindage des lampes — qu'elles soient à un nombre quelconque d'électrodes — a reçu une solution très élégante avec les lampes Catkin actuellement disparues, et surtout avec les lampes métalliques RCA dans lesquelles, d'ailleurs, on ne rencontre pas de tétrode proprement dite, sauf la 6L6 qui s'apparente par son fonctionnement à la pentode.

(2) Dans le cas des lampes à écran utilisées à la réception, la tension écran atteint le plus souvent la moitié de la tension d'anode, sauf dans le cas de lampes de puissance, pour lesquelles V_{ge} est généralement égal à V_p .

Le tableau ci-dessous donne les caractéristiques de trois lampes à écran de puissance de la marque Philips qui se sont répandues parmi les amateurs émetteurs d'ondes courtes jusqu'à ce qu'elles soient détronées par les pentodes HF de puissance.

TYPE	Q C 05/15	Q B 2/75	Q B 3/500
Filament	oxyde	thorié	thorié
Tension de chauffage en V	4	10	11
Intensité de chauffage en A	1,1	3,25	10
Tension anodique en V	400—500	1.500—2.000	2.000—3.000
Courant de saturation en mA	400	2.000	7.000
Tension d'écran en V	75—125	300—500	500—750
Polarisation de la grille de commande en V ⁽¹⁾	—25 à —45	—50 à —80	—65 à —100
Dissipation anodique max. en watts	15	75	350
Dissipation anodique d'essai en watts	20	150	600
Dissipation d'écran max. en watts	6	25	100
Coefficient d'amplification k_1 de la grille écran	2,9	6,3	7,5
Coefficient d'amplification k ($= k_1 k_2$)	225	200	300
Pente normale en mA/V	1,4	1,33	2,25
Résistance interne ρ en ohms	160.000	150.000	133.000
Capacité grille de commande-anode en pF ..	0,001	0,02	0,02

Dans le cas de la classe B, la polarisation de la grille de commande est réglée à la valeur $-\frac{E_{g2}}{k_1}$, laquelle, ainsi que le montre la relation (4) de la page 708, annule le courant d'anode.

Dans le cas de la classe C, cette polarisation négative de la grille est prise en valeur absolue plus grande que $\frac{E_{g2}}{k_1}$.

Bien entendu, dans ces dispositifs qui admettent que la grille de commande devienne positive pendant une partie des oscillations de part et d'autre de sa polarisation, cette grille de commande ne doit jamais atteindre la tension de l'écran.

c) Amplification BF.

Une lampe à écran peut se monter en amplificatrice BF de tension, suivant l'un des montages classiques rencontrés dans le chapitre III à propos des triodes : montage à résistance, montage à impédance, montage à transformateur.

Elle donne des résultats comparables à ceux de la triode avec l'avantage d'une meilleure amplification des oscillations BF de fréquence élevée (au-dessus de 2.000 périodes par seconde).

Celui des montages BF à lampe écran qui donne les meilleurs résultats au moindre prix est le montage BF à résistance dont le schéma est représenté figure XVI-50-26.

R_1 et R_2 constituent le dispositif potentiométrique assurant la formation de la tension d'écran. R_a est la résistance d'anode, R_g la résistance de grille de la lampe suivante, C le condensateur de liaison.

(1) On suppose que la lampe est montée en classe B.

L'amplification effective que peut fournir un tel montage est, en gros, proportionnelle à la résistance R_a insérée dans l'anode. Théoriquement, elle peut atteindre des valeurs considérables en adoptant pour R_a une valeur très élevée (1 mégohm, par exemple), mais alors intervient la chute de tension dans R_a qui, pour $R_a = 1\text{ M}\Omega$, atteindrait plusieurs milliers de volts : la tension de la source B devrait être prohibitivement élevée si l'on désirait appliquer sur l'anode la tension nécessaire au fonctionnement normal de la lampe.

Il faut, d'autre part, que R_a ne dépasse pas la valeur pour laquelle les variations d'intensité du courant d'anode font tomber la tension instantanée de l'anode au-dessous de la tension d'écran. Cette condition exige souvent, pour être réalisée, que la tension d'écran n'ait pas la valeur maximum indiquée par le constructeur pour l'emploi en HF ⁽¹⁾. En général, on recherche la valeur optimum de R_a entre 20.000 Ω et 250.000 Ω .

Tout ce qui a été dit précédemment de l'amplification à résistance (courbe de résonance, choix du condensateur de liaison C et de la résistance de grille R_g) dans le cas des triodes, s'applique *mutatis mutandis* au cas des lampes à écran.

Le montage BF à transformateur s'applique également au cas de la lampe à écran, mais il faut prendre la précaution de shunter le primaire de ce transformateur T par une résistance R_A (fig. XVI-50-27) égale à celle que l'on monterait dans le cas d'une triode (10.000 à 20.000 ohms). Cette résistance élimine les pointes de résonance dans l'amplification en rendant l'impédance du circuit d'anode à peu près constante pour toutes les fréquences de la bande acoustique normale. Au lieu de monter une résistance R_A sur le primaire, on peut monter une résistance R_B sur le secondaire et la valeur de R_B est donnée par la relation :

$$R_B = N^2 R_A$$

N. étant le rapport de transformation du transformateur T.

REMARQUE. — Lorsque les figures XVI-50-20 à 24 sont réalisées avec des lampes à écran à chauffage indirect, une résistance de cathode de valeur convenable et shuntée par un condensateur fixe (de 0,1 à 0,01 μF pour la HF, de 10 à 50 μF pour la BF), doit être montée aux points marqués R.

La lampe à écran a été utilisée comme amplificatrice BF de tension dans un montage amplificateur un peu spécial qui eut son heure de vogue (1930) : le montage *Loftin White* dit aussi montage à couplage direct.

Edward H. Loftin et S. Young ont donc préconisé ⁽²⁾ le montage de la figure XVI-50-28 qui représente une lampe à écran I (une 24 américaine dans la description originale des deux techniciens américains, auteurs du montage) couplée directement, c'est-à-dire sans le condensateur de liaison

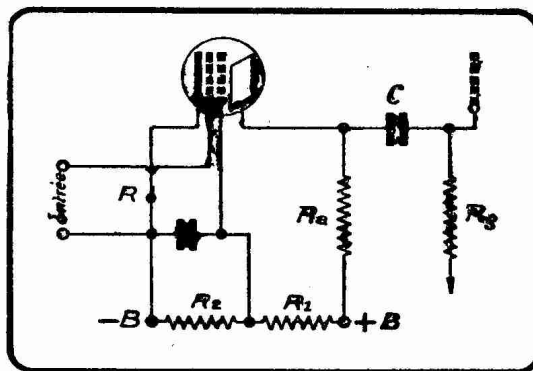


FIG. XVI-50-26. — Montage d'une lampe à écran en amplificatrice BF à résistance.

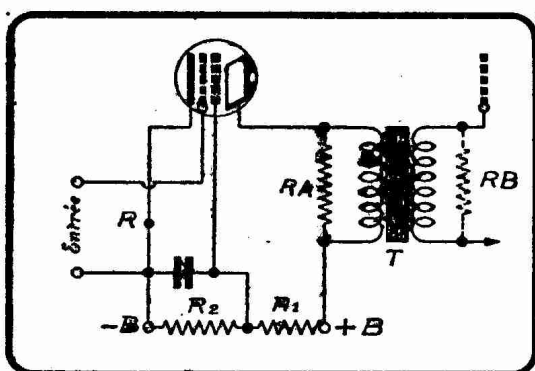


FIG. XVI-50-27. — Couplage BF d'une lampe à écran par transformateur.

(1) Ainsi pour la 24 américaine, la tension d'écran recommandée, lorsque la lampe est utilisée dans le montage de la figure XVI-50-26, est de 25 volts seulement.

(2) Proceedings of I.R.E., décembre 1930.

Le Loftin-White peut être utilisé comme amplificateur phonographique (on branche le pick-up avec son éventuel potentiomètre de commande de volume aux bornes « entrée » de la figure XVI-50-28)...

Terminons ce chapitre en signalant qu'on a réalisé des tétrodes de puissance (2). La plus intéressante de ces lampes est la 6L6 ; mais comme elle fonctionne à la manière d'une pentode, nous l'étudierons plus loin (§ 60, pages 766 et sq.).

§ 51. — Autres applications de la tétrode.

UTILISATION DE LA LAMPE A ÉCRAN COMME OSCILLATRICE.

Du moment que la lampe à écran amplifie, elle est capable d'osciller. Il suffit de coupler de manière convenable, électrostatiquement ou électromagnétiquement, ses circuits d'entrée et de sortie. On préfère, en général, créer des oscillations par une lampe triode plutôt que par une lampe à écran, plus délicate de mise en œuvre et de réglage plus compliqué. Cependant deux montages spéciaux de la lampe à écran en oscillatrice doivent être signalés : le montage dit à « couplage électronique » (*electron coupled oscillator* des Américains) et le montage pleiodynatron, souvent appelé par abréviation incorrecte le dynatron.

Oscillateur à couplage électronique :

Dans un tel oscillateur l'entretien des oscillations est assuré par un couplage grille de commande — grille écran, cette dernière électrode étant adoptée comme anode. La figure XVI-51-1 utilise pour cet entretien un dispositif Hartley, dans lequel L_1 comporte deux fois la valeur de tours de L_2 . La tension écran variant au rythme des oscillations produites, le flux électronique cathode-anode varie à ce même rythme ; il en résulte dans le courant anode des oscillations qui peuvent être mises en évidence par le circuit L_3C_3 introduit en parallèle sur le circuit anode. Du circuit L_3C_3 les oscillations peuvent être transmises à tel autre dispositif extérieur.

La résistance de grille R est de 100.000 ohms. L'ensemble R_1R_2 a les valeurs nécessaires pour faire apparaître la tension d'écran (voir fig. XVI-50-18 et son commentaire).

C_4 et C_5 sont de 0,01 à 0,1 μF , C_6 est de 100 à 200 pF. S est une bobine de choc, elle peut être remplacée par une résistance de 50.000 ohms. Les valeurs L_1L_2 , C_1 et L_3C_3 dépendent bien entendu des fréquences que l'on désire produire. C_2 est de 100 pF au plus.

L'oscillateur à couplage électronique est très stable. Il est indépendant, dans des limites assez larges, des tensions de chauffage, d'écran et d'anode, surtout si l'on a soin de faire prédominer la capacité dans la constitution des circuits oscillants. Il a été largement employé dans la technique du changement de fréquence comme oscillateur local. Les amateurs américains l'emploient comme « moniteur » (3) pour le réglage des émetteurs et récepteurs d'ondes courtes.

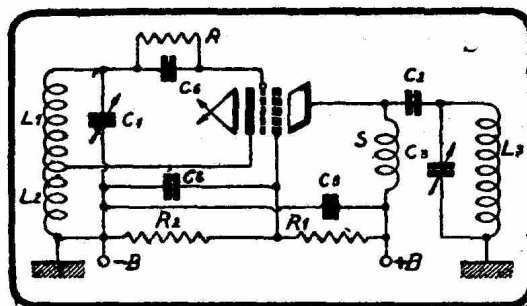


FIG. XVI-51-1. — Oscillateur à lampe écran du type couplage électronique. Les oscillations sont produites par le classique dispositif Hartley. Cas d'une lampe à chauffage indirect.

(1) Par exemple la 48 américaine (30 volts 0,4 ampère) qui, avec 125 volts d'anode et 100 volts écran, fournit une puissance modulée de 2,5 watts avec 9 % de distorsion totale. Cette lampe est actuellement périmée ; on la remplace par la 25L6.

(2) Source locale étalonnée d'oscillations entretenues permettant le contrôle de l'onde porteuse d'une émission radiophonique et la mesure des fréquences reçues et émises. Le « moniteur » est un organe essentiel de toute station d'émission d'amateur.

Bien entendu, on peut réaliser un tel oscillateur avec d'autres dispositifs de base que le Hartley, par exemple le feed back ou le Colpitts. Une alimentation en parallèle de la partie oscillatrice grille de commande — grille écran, peut également être mise en œuvre (Dow).

La figure XVI-51-1 concerne une lampe à écran à chauffage indirect. Dans le cas d'une lampe à écran à chauffage direct, comme le filament fonctionne à une tension HF différente de celle de la masse ($-B$), il faut que tous les points de ce filament soient à cette même tension (non seulement l'extrémité $-$, mais encore l'extrémité $+$).

Pour obtenir ce résultat, on applique la tension de chauffage, d'une part ($-A$) à travers la partie de bobine L_2 ,

d'autre part ($+A$) à travers une bobine L_3 comportant le même nombre de tours (de même fil) que L_2 et couplée très serré à L_2 ⁽¹⁾. Un condensateur de $0,01 \mu F$ shunte la source de chauffage, dont la tension est de 2, 2,5 ou 4 volts suivant la lampe utilisée. La figure XVI-51-1 devient alors la figure XVI-51-2.

Les montages des figures XVI-51-1 et XVI-51-2 sont du type Hartley. On peut utiliser évidemment entre cathode, grille et écran tel autre dispositif oscillateur classique comme l'oscillateur à circuit grille accordé dont le schéma de principe a été donné figure XVI-27-10 et l'on tombe alors sur la disposition de la figure XVI-51-3.

Au lieu d'introduire la bobine L' dans la partie « $+B_1$ écran » du circuit écran, on peut, dans le cas d'une tétrode à chauffage indirect l'introduire dans la partie « cathode $-B$ » de ce circuit et

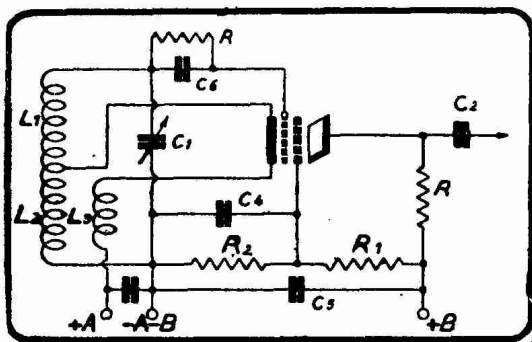


FIG. XVI-51-2. — Oscillateur à lampe écran du type à couplage électronique. Les oscillations sont produites par le classique dispositif Hartley. Cas d'une lampe à chauffage direct.

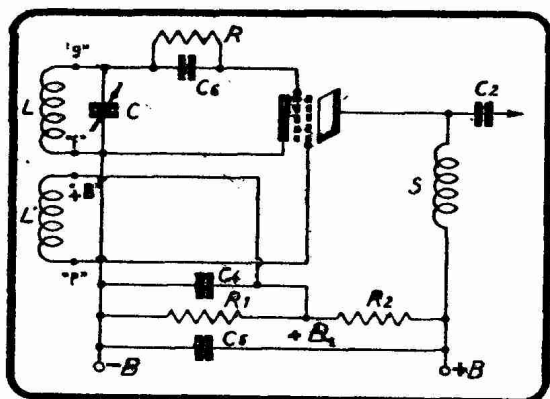


FIG. XVI-51-3. — Oscillateur à lampe écran du type à couplage électronique. Les oscillations sont produites par le classique dispositif du circuit grille accordé. La bobine de réaction L' est insérée dans l'écran.

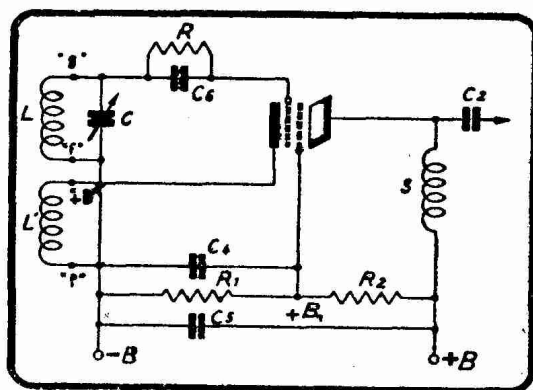


FIG. XVI-51-4. — Oscillateur à lampe écran du type à couplage électronique. Les oscillations sont produites par le classique dispositif du circuit grille accordé. La bobine de réaction L' est insérée dans la cathode.

la figure XVI-51-3 devient alors la figure XVI-51-4, laquelle, ainsi présentée, perd tout caractère mystérieux.

On remarquera que, si l'on considère la figure XVI-51-4, la cathode agit comme une électrode, au même titre que la grille et l'anode ; on est amené à réaliser entre la bobine L et la bobine L' un couplage tel que le coefficient d'induction mutuelle de ces bobines soit positif.

L'introduction, figures XVI-51-2 et XVI-51-4 de la bobine de réaction dans la cathode permet de relier directement l'écran au $-B$ par un condensateur

(1) L_3 peut être bobinée directement sur L_2 , ou avoir ses spires disposées entre celles de L_2 .

de shunt (C_4) de forte capacité, donc de placer cet écran à une tension HF nulle par rapport au — B : l'écran joue alors son rôle essentiel d'écran électrostatique.

Cette méthode d'obtenir des oscillations par *couplage cathodique* est très fréquemment mise en œuvre dans la technique moderne et nous aurons l'occasion de la rencontrer dans la suite de cet ouvrage.

REMARQUE. — Si l'on désirait figure XVI-51-1 à XVI-51-4 commander l'accrochage des oscillations, autrement dit si l'on désirait faire à volonté accrocher ou décrocher la lampe, on n'aurait qu'à faire varier la tension d'écran en remplaçant R_1R_2 par un potentiomètre sur le curseur duquel on brancherait la connexion de grille écran. Il est possible, dans cet ordre d'idées, de réaliser des *déectrices à réaction tétrodes* de sensibilité remarquable. La figure XVI-51-1 est, par exemple, immédiatement transformable en détectrice à réaction. Il suffit de coupler un antenne à L_1L_2 (de préférence à la partie L_2), de donner à RC_4 les valeurs classiques en matière de détection par la grille de signaux faibles, de réaliser une commande de la tension d'écran en faisant le retour d'écran sur le curseur d'un potentiomètre monté en R_1R_2 .

Le pleiodynatron :

Il est possible avec une lampe à écran, d'obtenir un effet dynatron entre l'écran considéré comme grille à haute tension et l'anode, la grille de commande habituelle servant de grille de charge d'espace. En somme, on se trouve en présence d'une tétrode utilisée comme lampe à grille de charge d'espace dans un montage dynatron du type de la figure XVI-31-18, dessinée pour une lampe triode. La figure XVI-51-5 donne le schéma complet d'un pleiodynatron ⁽¹⁾ dans le cas d'une lampe à chauffage indirect du type 24.

La polarisation négative de la grille intérieure permet de régler la résistance négative. Le circuit LC étant étalonné, c'est-à-dire une courbe étant tracée donnant la fréquence des oscillations produites en fonction des variations angulaires des plaques mobiles du condensateur variable C, on peut retrouver les mêmes fréquences pour les mêmes réglages de C, en amenant, par la manœuvre du curseur de la résistance R, le courant total écran-anode, indiqué par un milliampèremètre monté en M, à la valeur qu'il avait au moment de l'étalonnage de LC.

6° UTILISATION DE LA LAMPE A ÉCRAN COMME DÉTECTRICE :

La lampe à écran peut détecter à volonté par la grille ou par l'anode. Il suffit d'insérer dans la grille un condensateur shunté ou d'effectuer la polarisation de la grille de commande à environ

$$-\frac{E_{g2}}{k_1}, \quad E_{g2} \text{ étant la tension écran et } k_1$$

k_1 le coefficient d'amplification de la triode constituée par la grille de commande et l'écran.

On peut effectuer une détection de tension ou une détection de puissance, mais les possibilités de la lampe à écran dans ce deuxième type de détection sont réduites par l'admission grille très petite d'une telle lampe (1 volt grand maximum). Dans le cas d'une détection de tension on peut adjoindre à la lampe à écran une réaction comme pour une triode.

Comme la triode, la lampe à écran montée en détectrice redresse et amplifie simultanément. Les propriétés détectrices sont, ici aussi, conditionnées en conséquence par les propriétés amplificatrices. La détection par lampe à écran est plus sensible que la détection par triode du fait des propriétés amplificatrices supérieures de la lampe à écran, mais pour des amplitudes croissantes à

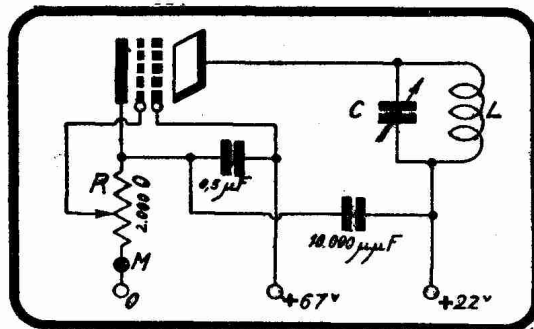


FIG. XVI-51-5. — Montage d'une lampe écran à chauffage indirect en pleiodynatron, dispositif vulgairement appelé dynatron.

(1) On désigne le plus souvent par abréviation le montage oscillateur de la figure XVI-51-5 sous le nom de montage dynatron, mais cette dénomination est étymologiquement fautive : il faut dire, avec A. W. Hull (Proceedings of I.R.E. de février 1918) : montage pleiodynatron.

détecter, on se heurte rapidement à la faiblesse de l'admission grille et la triode reprend l'avantage.

La détection par la grille se réalise avec un condensateur de 200 pF shunté par une résistance de 2 MΩ dans le cas de signaux faibles, et avec un condensateur de 100 pF shunté par une résistance de 250.000 ohms dans le cas de signaux forts. La cathode est reliée directement au — B.

La liaison avec l'étage BF subséquent se fait par résistance ou par transformateur et, dans ce cas, on met en œuvre la résistance R_a représentée figure XVI-50-26.

La figure XVI-51-6 représente le montage d'une lampe à écran à chauffage indirect en détectrice par l'anode.

LC est le circuit aux bornes duquel apparaissent les oscillations à détecter. La lampe I est la lampe à grande pente, une M54B pour fixer les idées. La tension d'anode appliquée entre — B et + B est de 250 à 270 volts, pour compenser la chute dans la résistance élevée R_1 .

La polarisation de cathode est obtenue par la résistance R_1 , de 20.000 ohms pour la lampe citée à l'instant, shuntée par un condensateur C_1 de 1 microfarad au moins.

La tension d'écran, qui doit être ici de 100 volts, est obtenue par le dispositif potentiométrique $R_2 = R_3 = 100.000$ ohms, dont la partie R_3 est shuntée par un condensateur C_3 de 0,25 μ F.

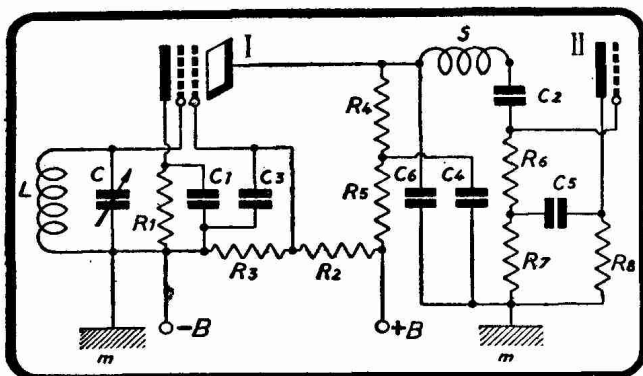


FIG. XVI-51-6. — Montage d'une lampe à écran à chauffage indirect en détectrice par l'anode et mode de liaison de la détectrice à la lampe BF. Les signes lettrés *m* correspondent à la masse du châssis métallique supportant les organes du montage. Cette « masse » est reliée d'ordinaire au — B, ainsi que le représente d'ailleurs le présent schéma. Toutes les connexions « *m* » correspondent donc au — B.

Dans l'anode, on insère une résistance R_4 de 400.000 ohms, aux bornes de laquelle apparaissent les oscillations détectées, et une résistance de découplage R_5 de 10.000 ohms. L'ensemble R_5 source B est shunté par le condensateur C_4 de 0,25 ou 0,5 μ F.

La bobine « de choc » ⁽¹⁾ S empêche le passage de la HF dans la partie BF et le condensateur C_6 de 50 à 100 pF assure l'écoulement de cette HF vers la masse (— B). Cette bobine peut être remplacée par une résistance de 150.000 ohms. La résistance de grille de la lampe II est constituée par une résistance R_6 de 500.000 ohms et une résistance de découplage R_7 de 100.000 ohms. La résistance R_8

est la résistance de polarisation de cathode dont la valeur exacte dépend évidemment de la lampe utilisée en II.

Le condensateur C_6 est de 2 μ F.

REMARQUES. — On peut réaliser une détection par l'anode en montant dans le circuit grille de commande une résistance de 500.000 ohms shuntée par un condensateur d'assez forte capacité (0,05 μ F) pour que la détection par la grille ne se produise pas.

La résistance R_1 et le condensateur C_1 de la figure XVI-51-6 disparaissent, bien entendu.

§ 52. — Les tétrodes en télévision.

A l'intention des lecteurs qui possèderaient des anciennes tétrodes à forte pente (supérieure à 4 mA/V), signalons qu'ils peuvent les utiliser dans tous les montages amplificateurs ou autres de télévision, soit à la place des pentodes modernes, soit comme triodes à forte pente, obtenues en reliant l'écran à la plaque. D'autre part, nous indiquerons en temps opportun l'utilisation des tétrodes genre 6V6 et 6L6.

(1) Ou bobine d'arrêt.

CHAPITRE VIII

LES LAMPES A PENTE VARIABLE

Il est logique de placer tout de suite après le chapitre consacré à la lampe à écran, et avant de passer à l'étude de la lampe pentode, les développements relatifs aux lampes à *pente variable* ⁽¹⁾, la première lampe de ce genre ayant, en effet, été réalisée dans le type tétrode à écran (1930).

Précisons bien que les lampes à écran ne sont pas les seules qu'il soit possible de réaliser sous la forme « lampe à pente variable ». Les méthodes dont il va être question dans ce chapitre sont applicables aux lampes triodes, pentodes, hexodes, etc. La transformation d'une lampe quelconque en lampe à pente variable est en effet pratiquement obtenue, comme nous allons le voir, en modifiant légèrement la régularité du pas de l'hélice qui constitue la grille de commande.

§ 53. — Généralités, théorie élémentaire.

Nous avons vu, dans cet ouvrage, que la pente de la courbe caractéristique tension grille-courant anode d'une lampe dépend essentiellement du point figuratif choisi sur la courbe, point dont la position sur ladite courbe dépend de son côté de la valeur de la polarisation de la grille de commande. Nous avons montré également que la pente de la courbe caractéristique tension grille-courant anode d'une lampe ou plus simplement la pente d'une lampe, définit les propriétés amplificatrices de cette lampe. Dans certaines limites, et pour une construction par ailleurs judicieuse, c'est la pente qui exprime la qualité de la lampe. Plus la pente est élevée, meilleure est l'amplification fournie.

Comme la pente varie d'un point à un autre de la courbe — et cela d'autant plus rapidement que l'on se trouve dans une partie plus courbée de cette caractéristique — on conçoit qu'il soit possible de faire varier la pente d'une lampe à plus de deux électrodes (triode, tétrode, pentode, hexode, etc.) en agissant sur la polarisation de sa grille de commande.

Toutes les lampes sont donc, en fait, à pente variable. Mais, en donnant aux nouvelles venues le nom de lampes à pente variable, on exprime, on le pense bien, quelque chose de plus complet, de plus pratiquement utilisable. Ces lampes présentent, en fait, la possibilité d'une variation plus étendue et plus régulière de la pente que celle que l'on observe dans le cas d'une lampe ordinaire, tout en mettant en œuvre des points figuratifs situés dans les parties *effectivement utilisables* de la caractéristique tension grille-courant anode.

Quel intérêt peut-il y avoir à faire varier la pente d'une lampe ? Il pourrait sembler, au premier abord, qu'il serait bon de rendre cette pente aussi grande que possible, et que la possibilité d'une diminution de cette pente n'offre aucun avantage. Si l'on examine les choses de plus près, on se rend compte qu'une lampe à pente variable, et plus spécialement une lampe dont on peut, dans

(1) Les Anglo-Saxons appellent la lampe à pente variable le « variable mu tube » et avec le manque habituel de précision de leur langue, par « mu », ils n'entendent pas la lettre grecque μ qui désigne chez eux notre coefficient d'amplification k , mais la première syllabe de « mutual conductance », nom qu'ils donnent à la pente. La pente est, en effet, l'inverse d'une résistance et peut se mesurer comme une conductance en mhos, ou en micromhos. Dans les formules générales, on indique très souvent la pente en A/V (ampères par volt).

certaines circonstances, *diminuer* la pente, est susceptible de rendre de très grands services.

Considérons, en effet, la courbe I de la figure XVI-53-1, qui représente la courbe caractéristique tension grille-courant anode d'une lampe à écran à chauffage indirect, la 24 américaine, pour fixer les idées.

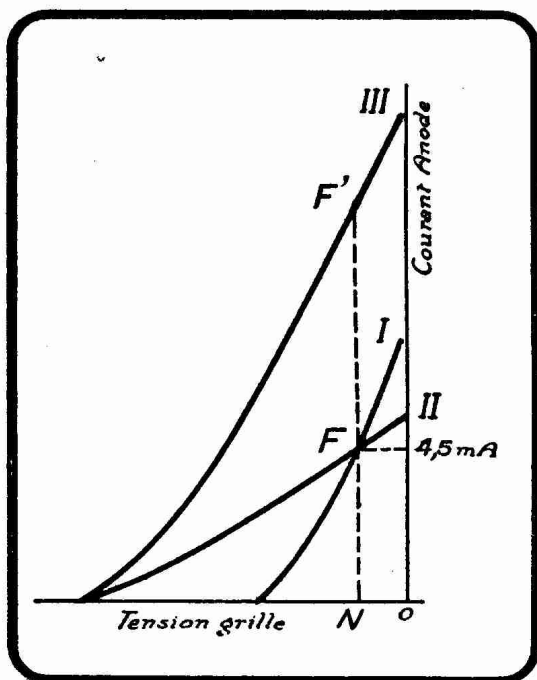


FIG. XVI-53-1. — Les courbes I, II et III représentent les courbes caractéristiques tension grille-courant anode de trois lampes différentes. Aucune ne convient à la fois pour l'amplification de signaux forts et pour l'amplification de signaux faibles.

Avec la polarisation de grille de — 3 volts ordinairement employée avec la lampe à écran américaine à chauffage indirect (type 24), polarisation que nous appellerons polarisation normale N, le point figuratif moyen est en F et le courant d'anode correspondant est voisin de 4 ou 4,5 milliampères. La pente en F est, en général, dans le cas de la lampe 24, comme dans celui de beaucoup d'autres lampes à écran à chauffage indirect, de 1 mA/V.

Si l'on applique à cette lampe des potentiels grille d'attaque dépassant une certaine amplitude — très faible en valeur efficace, de l'ordre de quelques dixièmes de volt — l'amplification ne se fait plus de façon symétrique autour de F : il y a distorsion, l'audition est déformée. Dans la lampe américaine 24, les potentiels d'attaque qui font apparaître une distorsion de 20 % — correspondant à une réception de pureté douteuse — sont voisins de 0,3 volt efficace (amplitude 0,4 volt). Pour éviter cette distorsion, on pourrait diminuer la pente de la courbe en F, c'est-à-dire chercher à établir une autre lampe à pente plus faible, présentant une caractéristique telle que la

courbe II de la figure XVI-53-1 ; mais alors, pour la valeur de polarisation normale (point F), on obtiendrait une amplification moins forte : les signaux faibles seraient désavantagés, la lampe ne les amplifierait pratiquement plus, ce qui est tout le contraire du résultat généralement recherché.

Si l'on désirait, pour la polarisation normale N, disposer de l'amplification maximum et pouvoir bénéficier d'une amplification pure en toutes circonstances et surtout dans le cas de potentiels d'attaque élevés (signaux forts), il faudrait réaliser une lampe à grande pente ayant une courbe caractéristique telle que III de la figure XVI-53-1 s'étendant loin vers les volts grille négatifs. Mais dans ces conditions il est clair qu'au point figuratif moyen F', sur cette courbe III, correspondrait un courant d'anode considérablement augmenté et excessif.

Aucune des deux lampes proposées n'est donc satisfaisante.

L'idéal serait, comme l'ont exposé fin 1930 Stuart Ballantine et H. A. Snow, inventeurs du nouveau type de lampe, de disposer d'étages amplificateurs comportant deux lampes (à écran ou à triodes) montées comme l'indique la figure XVI-53-2, où, pour simplifier, nous avons représenté des triodes ⁽¹⁾.

V_1 est une lampe à grande pente, V_2 une lampe à faible pente. On pourrait, évidemment, utiliser un plus grand nombre de lampes dont les pentes s'étage-

(1) Il est bien entendu que ce que nous allons dire des triodes de la figure XVI-53-2 tient pour des tétrodes ou pour telles autres lampes plus complexes.

raient suivant les valeurs convenables ; mais pour simplifier le raisonnement, nous supposons avoir affaire à deux lampes seulement.

Les courbes caractéristiques tension grille-courant anode des lampes V_1 et V_2 sont représentées en 1 et 2 de la figure XVI-53-3. La combinaison de ces deux courbes donne la caractéristique résultante en trait plein de cette même figure XVI-53-3. La lampe V_1 produit une grande amplification (grande pente), mais elle ne peut travailler sans distorsion que pour des potentiels d'attaque de faible amplitude. La lampe V_2 donne une petite amplification (faible pente), mais elle peut être attaquée sans distorsion par des potentiels de grande amplitude nécessitant, par conséquent, une amplification moins forte.

D'après le montage de la figure XVI-53-2, dans le cas de potentiels d'attaque de petite amplitude, on règle la polarisation grille (batterie à prise C) à des valeurs faibles ; les deux lampes sont en action (on se retrouve dans la région à droite de XY), mais toute l'amplification est fournie par la lampe V_1 . Si l'on augmente la valeur de la polari-

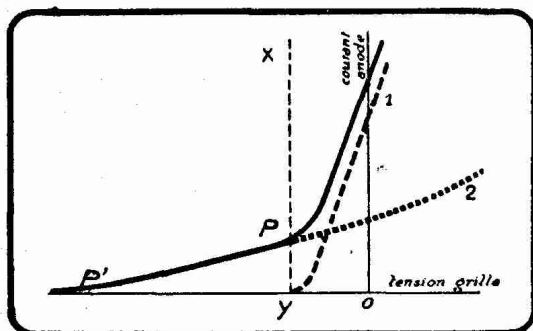


FIG. XVI-53-3. — 1 est la courbe caractéristique de la lampe V_1 de la figure précédente. 2 est la courbe caractéristique de la lampe V_2 . La courbe en trait plein est la courbe caractéristique résultante de la combinaison des deux lampes V_1 et V_2 .

sation grille, c'est-à-dire si l'on se déplace vers XY, si l'on passe même à gauche de XY, la lampe V_1 est graduellement mise hors de cause et, à partir d'un certain moment, la lampe V_2 qui est faite pour travailler sous des potentiels d'attaque considérables, reste seule en action.

La pente de la caractéristique effective a diminué constamment au fur et à mesure qu'augmentait la valeur de la polarisation grille.

Tout se passe comme si l'on avait mis un prolongement peu incliné P P' — une « queue », suivant l'expression imagée des ingénieurs américains inventeurs de la nouvelle lampe — à la caractéristique d'une lampe normale.

Partant de ce principe, Stuart Ballantine et H. A. Snow ont cherché à réaliser une lampe présentant comme courbe caractéristique d'anode quelque chose d'aussi semblable que possible à la courbe en trait plein de la figure XVI-53-4, laquelle courbe en trait plein représente, vous vous en souvenez, les

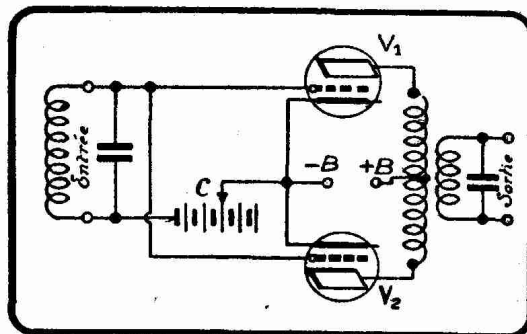


FIG. XVI-53-2. — Combinaison de deux lampes permettant d'amplifier dans les meilleures conditions, qu'il s'agisse de signaux forts ou de signaux faibles.

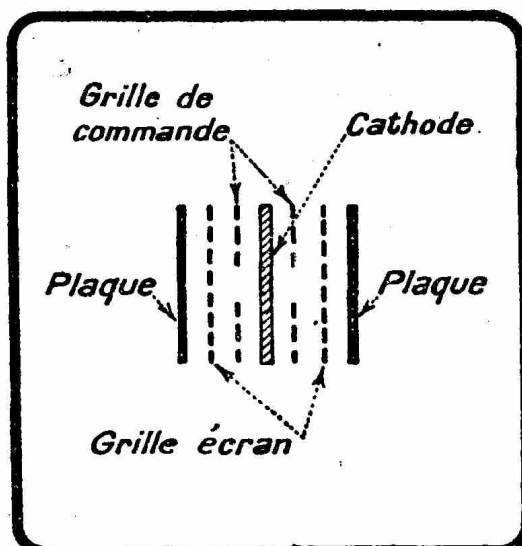


FIG. XVI-53-4. — Disposition schématique des électrodes d'une lampe à écran à pente variable. La grille de commande comporte une coupure en son milieu, qui produit l'effet désiré d'allongement de la caractéristique vers les volts grille négatifs.

performances de la combinaison des deux lampes V_1 et V_2 de la figure XVI-53-3. Le résultat de ces recherches a été la lampe à pente variable qui, réalisée dans le type lampe écran, est devenue, aux Etats-Unis, la lampe 35.

Les caractéristiques comparées des lampes 24 et 35 sont données par le tableau ci-dessous.

Jusqu'ici, nous avons mis en évidence le seul avantage de la lampe à pente variable d'admettre sans déformation des potentiels d'attaque facilement plus de dix fois supérieurs aux potentiels d'attaque qu'admet sans distorsion une lampe à écran ordinaire.

Cette propriété ne constitue pas le seul avantage de la lampe à pente variable.

	24	35
Tension de chauffage	2,5 V	2,5 V
Intensité de chauffage	1,75 A	1,75 A
Tension plaque normale	180 V	180-250 V
Tension d'anode normale	90 V	90 V
Polarisation grille normale N	— 3 V	— 3 V
Pente normale en mA/V	1	1,05
Résistance interne	400.000 Ω	350.000 Ω
Courant plaque normal	4 mA	6,5 mA
Polarisation correspondant à la pente de 0,01	— 13 V	— 40 V
Potentiel d'attaque max. avec une distorsion de 20 %	0,3 V eff.	8 V eff.

Si l'on fait varier la polarisation grille de commande d'une lampe à pente variable et, en particulier, d'une lampe à écran à pente variable, on obtient, nous l'avons vu, une variation de pente de la lampe. Il en résulte une variation de l'amplification fournie par l'étage qu'équipe la lampe et, en dernière analyse, une variation de la sensibilité du récepteur qui comporte cet étage.

La lampe à écran à pente variable permet donc une commande de volume avant détection, c'est-à-dire permet d'agir sur l'amplitude des oscillations appliquées à l'entrée de la détection, en d'autres termes sur la force et, accessoirement, la pureté des sons produits par le haut-parleur. Si la variation de la polarisation de grille se fait par une commande manuelle (dispositif du type de la figure XVI-54-2), on est en présence d'une *commande de volume manuelle*. Si cette variation s'effectue automatiquement, à l'aide, par exemple, de la chute de tension produite dans une résistance par le courant moyen créé par la détection de l'oscillation porteuse, on est en présence de la fameuse *commande automatique de volume* (ou C A V) qui équipe tous les récepteurs modernes et dont la réalisation pratique a été rendue possible par la mise au point des lampes à pente variable.

Nous n'avons pas encore fini l'exposition des avantages de la lampe à écran. En effet, dès sa présentation au grand public, les inventeurs de la nouvelle lampe ont revendiqué pour elle la propriété d'éliminer entièrement le « cross talk » ou « cross modulation ». On peut bien parler d'entière élimination puisque le phénomène considéré est, dans la nouvelle lampe, atténué dans la proportion de 1.000 à 5 et même 1...

Mais qu'entendent les Américains par « cross talk » ou « cross modulation » (1) ?

(1) Des techniciens français, entre autres M. Chireix, ont très heureusement traduit « cross talk » par diaphonie, expression d'ailleurs déjà employée depuis longtemps par les téléphonistes pour indiquer le mélange des conversations entre lignes.

L'expression « cross talk » — en français *transmodulation* — sert à désigner le brouillage qui se produit dans les lampes amplificatrices à haute fréquence que l'intermodulation, dans un élément de circuit non linéaire, de deux ou plusieurs émissions. Ces effets de modulation dépendent de la forme des courbes caractéristiques des lampes (courbure plus ou moins prononcée dans les parties utilisées) et ce, au même titre que la distorsion. On peut s'attendre donc que les caractéristiques ou les amplitudes d'attaque qui provoquent la distorsion, provoquent également le phénomène de transmodulation. Toute amélioration des caractéristiques d'une lampe qui tendra à diminuer la distorsion aura par cela même pour effet de diminuer la transmodulation.

Il y a lieu de distinguer plusieurs espèces de transmodulation. Dans le cas de la lampe à écran à pente variable, il n'y a à considérer que deux « variétés » de ce phénomène que Ballantine et Snow ont appelées cross talk du type A et cross talk du type B.

Dans le premier groupe, les inventeurs de la lampe à pente variable font entrer tous les effets d'interférence entre deux signaux dont les fréquences sont différentes de la fréquence d'accord du récepteur considéré. Le cross talk du type A se manifeste lorsque deux signaux de fréquences f_1 et f_2 donnent naissance à des fréquences résultantes $f_1 \mp f_2$ qui se trouvent dans la bande de réception du récepteur considéré. De telles combinaisons se produisent également entre les harmoniques des signaux f_1 et f_2 . L'influence des fréquences $f_1 \mp f_2$ sur la lampe dépend de la forme de la courbe caractéristique ⁽¹⁾ ; en modifiant cette forme, en particulier, en allongeant la courbe vers les volts grille négatifs, et en augmentant le nombre des parties droites de cette courbe — comme le cas se produit dans la lampe à écran à pente variable — on arrive à éliminer l'effet de cross talk du type A.

Ballantine et Snow donnent le nom de cross talk du type B au phénomène suivant extrêmement fréquent et gênant.

Supposons un récepteur accordé sur un certain signal, que nous appellerons le *signal désiré* et qui est en général une onde entretenue modulée à fréquence audible (téléphonie). Un second signal, appelé pour fixer les idées, le *signal inutile*, de fréquence différente de celle du premier (différence de l'ordre de 20.000 périodes par seconde par exemple) attaque lui aussi la grille de la première lampe. On suppose également que la sélectivité du système d'accord et la différence des fréquences des deux signaux considérés sont telles que, en l'absence du signal désiré, le signal inutile est inaudible. Si le signal désiré apparaît sous la forme modulée (téléphonie), les deux signaux sont entendus à la fois, si le signal désiré n'est pas modulé (simple onde porteuse), le signal inutile est entendu ⁽²⁾. Ce phénomène est très sensible au voisinage d'émetteurs puissants ; il vient compliquer le problème de la sélectivité.

Ballantine et Snow ont exposé la théorie mathématique de ce type spécial de cross talk et sont parvenus à la conclusion que l'intensité de l'effet de cross talk du type B dépend dans une lampe quelconque d'un certain facteur F, dit *facteur de transmodulation*, qu'ils écrivent :

$$F = \frac{E_2^2}{2S} D$$

expression dans laquelle E_2 est l'amplitude de la force électromotrice correspondant au signal inutile, S la pente de la courbe caractéristique d'anode au point de fonctionnement considéré et D un facteur qui dépend de la forme de la courbe caractéristique tension grille-courant anode et qui est d'autant plus

(1) Mathématiquement, on dit que le cross talk de la classe A dépend de la dérivée seconde de l'équation de la courbe caractéristique.

(2) Dans la production du phénomène de transmodulation, il faut faire intervenir la fréquence du secteur qui peut moduler une des grilles des lampes HF ou MF. Un récepteur équipé avec des lampes à pente variable est donc infiniment moins sujet aux « ronrons » du secteur qu'un autre équipé avec des lampes du type ordinaire, c'est un très gros avantage.

voisin de zéro que la partie considérée de la courbe caractéristique est plus voisine d'un arc de parabole.

On remarquera que F est indépendant de l'amplitude E_1 de la force électromotrice du signal désiré, et ce, bien entendu, *dans les limites où cette amplitude n'oblige pas à diminuer S pour empêcher la distorsion*. Il y a deux manières de rendre F petit :

1° Diminuer D et c'est une question de forme de la courbe caractéristique, donc de disposition des électrodes de la lampe ;

2° Donner à S la plus grande valeur possible *compatible avec l'absence de distorsion* par fonctionnement asymétrique de la lampe.

Dans une lampe à pente variable, on peut faire agir à la fois les deux méthodes. Aussi arrive-t-on dans une lampe de ce type à des atténuations considérables de l'effet de transmodulation.

Si l'on compare, pour la même valeur ⁽¹⁾ de S (par exemple $S = 0,015$ mA/V), une lampe à écran ordinaire Lo et une lampe à écran à pente variable Lv , on constate que le facteur F est de 10 % lorsque E_2 est égal à 5,5 volts pour la lampe Lv et lorsque E_2 est égal à 0,2 volt pour la lampe Lo , ces nombres étant donnés pour fixer les idées et correspondant à peu près aux lampes américaines 24 (Lo) et 35/51 (Lv).

Le rapport $\frac{5,5}{0,2}$ des deux E_2 considérés est de 27,5 ; cela signifie que *pour une même valeur de E_2* la transmodulation produite par la lampe à écran à pente variable sera le $\frac{1}{750}$ de celle observée dans le cas d'une lampe à écran ordinaire.

La conséquence pratique de ces considérations est qu'en montant une lampe à écran à pente variable immédiatement à la suite du circuit d'accord d'entrée (placé, par exemple, directement dans l'antenne) on réalise un montage dans lequel l'absence de transmodulation est aussi complète que si l'on disposait d'un couplage antenne par *trois* circuits accordés, couplage compliqué qui présente par ailleurs l'inconvénient de diminuer l'amplitude de ce que nous avons appelé plus haut le signal désiré et qui constituait cependant le seul moyen connu de supprimer l'effet de transmodulation.

Il en résulte que les amplitudes appliquées sur la grille de la lampe à pente variable suivant immédiatement le système d'accord peuvent être considérables sans diminution, au contraire, de la sélectivité, et que les émissions se détachent bien mieux sur le bruit de fond propre à tout récepteur. Ce dernier avantage sera particulièrement apprécié dans l'étage haute fréquence précédant un changement de fréquence proprement dit.

Comme on le voit, la lampe à pente variable constitue un perfectionnement extrêmement intéressant du tube à vide à plus de deux électrodes. Pratiquement, toutes les lampes qui équipent les étages amplificateurs haute ou moyenne fréquence des récepteurs modernes (amplification avant détection) sont du type à pente variable, même en télévision.

On remarquera qu'une lampe à pente variable ayant, par définition, une pente qui varie de manière très régulière avec la polarisation grille, est une déplorable détectrice par l'anode. Sa caractéristique tension grille-courant anode ne présentant aucun coude brusque, elle ne saurait permettre la mise en œuvre des phénomènes étudiés dans le chapitre précédent.

Les lampes à pente variable ont fait leur apparition dans les nomenclatures des constructeurs européens en automne 1931, sous la forme lampe à écran à chauffage indirect. Ces lampes à écran à pente variable réalisées d'abord avec une pente de départ de 1 mA/V (VMS4 Gecovalve première manière, E445 Philips) ont été remplacées par des tétrodes présentant une

(1) Même valeur obtenue évidemment pour des polarisations grille différentes (par exemple — 18 pour la lampe Lo et — 30 pour la lampe Lv).

pente de départ de 2 à 2,5 mA/V, donc présentant une amplification maximum notablement améliorée. Ces lampes à écran à pente variable à chauffage indirect, dont la VMS4 Gecovalve deuxième manière, la E455 Philips, etc. Une nouvelle venue, la VMS4B (Gecovalve) présentait une pente de départ de 2,9 mA/V et une bande de polarisation grille plus étroite que les précédentes lampes.

A côté de ces lampes sont venues se ranger des lampes à écran à chauffage direct (lampes batteries) réalisées surtout dans le type 2 volts ⁽¹⁾.

TYPE	Marque	Chauffage		Tension d'anode en volts	Tension d'écran en volts	Polarisation normale N de grille en volts	Polarisation de grille minimum en volts	Résistance interne en ohms	Coefficient d'amplification	Pente maximum en mA/V	Pente minimum en mA/V	Capacité grille-anode en pF	OBSERVATIONS
		volts	ampère										
E455	Philips	4	1,1	200	100	-1,5	-40	350.000 ⁽²⁾	700	2	0,005	0,003	Type à grande pente de départ
VMS4	Geco-valve	4	1,0	200	80	0	-40			2,4	0,04	0,003	Type à grande pente de départ
VMS4B	Geco-valve	4	1	200	80	0	-15			2,9	0,04	0,0025	Type à très grande pente de départ et à variation de polarisation faible
220VS	Cossor	2	0,2	150	60	0	-15	110.000	176	1,6	0,05	0,001	Type batteries
VS24	Geco-valve	2	0,15	150	75	0	-9			1,5	0,016	0,0032	Type batteries

Le tableau ci-dessus donne sur les caractéristiques des principales lampes à écran européennes à pente variable, jadis en vogue, tous les renseignements désirables.

La figure XVI-53-5 représente, en fonction de la polarisation de grille de commande, les variations de la pente de la MS4B, lampe à écran à chauffage indirect Gecovalve (courbe I) et celles de la VMS4 à grande pente de départ (courbe II).

On remarquera figure XVI-53-5 que la courbe II, dont les ordonnées sont logarithmiques, comporte une importante partie rectiligne. Analytiquement cette circonstance traduit que le logarithme de la pente varie linéairement avec la tension grille. On exprime cette propriété en appelant parfois la lampe à pente variable, lampe exponentielle ⁽³⁾.

(1) Actuellement les lampes batteries ne se font plus dans le type 4 volts, mais dans les types 2 V et 1,4 V. On sait, en effet, qu'il y a intérêt à ce que les divers points d'une cathode émissive soient à des tensions aussi peu différentes que possible, l'avantage des lampes à chauffage indirect étant, dans une grande mesure, de présenter une cathode équipotentielle.

(2) Cette valeur correspond à la pente maximum. Pour la pente minimum on a $\rho > 10 \text{ M}\Omega$.

(3) Pour nos lecteurs « mathématiciens », du moment que $\log S = a e_x + b$, on a :

$$S = 10a \cdot e_x + b$$

la pente est une fonction exponentielle de la tension grille.

La figure XVI-53-6 donne les courbes caractéristiques tension grille-courant anode comparées de la MS4B (courbe I) et de la VMS4 (courbe II).

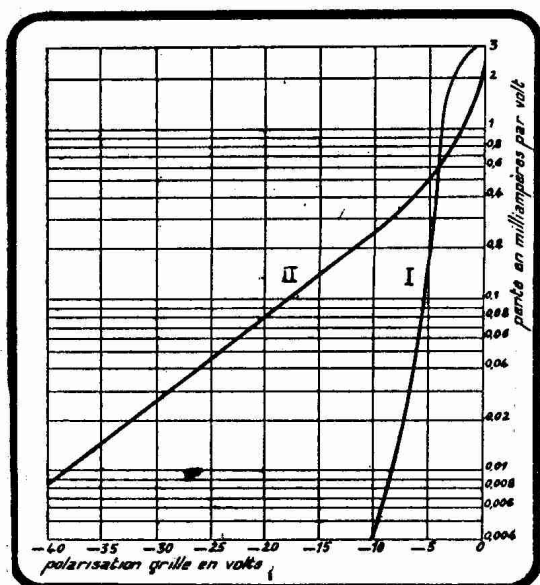


FIG. XVI-53-5. — Variations comparées des pentes de la MS4B (lampe à écran à pente « fixe », courbe I) et de la VMS4 (lampe à écran à pente variable, courbe II).

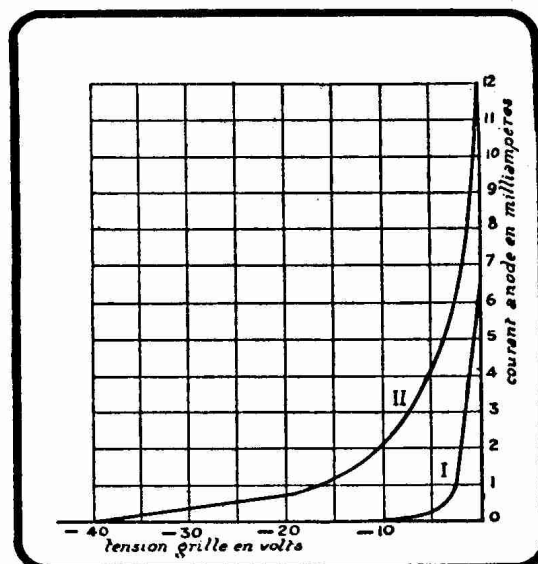


FIG. XVI-53-6. — Courbes caractéristiques tension grille-courant anode comparées de la MS4B (courbe I) et de la VMS4 (courbe II).

Les courbes caractéristiques tension anode-courant anode de la VMS4 sont représentées figure XVI-53-7. On peut considérer dans le cas d'une lampe à écran, où les courbes caractéristiques tension anode-courant anode ont une si grosse importance, la droite de charge correspondant à l'impédance du circuit d'anode (voir la théorie de la droite de charge, pages 565 et suivantes). Cette impédance Z varie de quelques centaines de mille ohms à quelques dizaines de mille ohms suivant le circuit d'anode. On voit figure XVI-53-7 que les droites de charge très inclinées sur l'horizontale (exemple, la droite D qui correspond à $Z = 100.000$ ohms) peuvent être placées sans qu'elles cessent de rencontrer les diverses caractéristiques dans des conditions de suffisante symétrie et cela d'au-

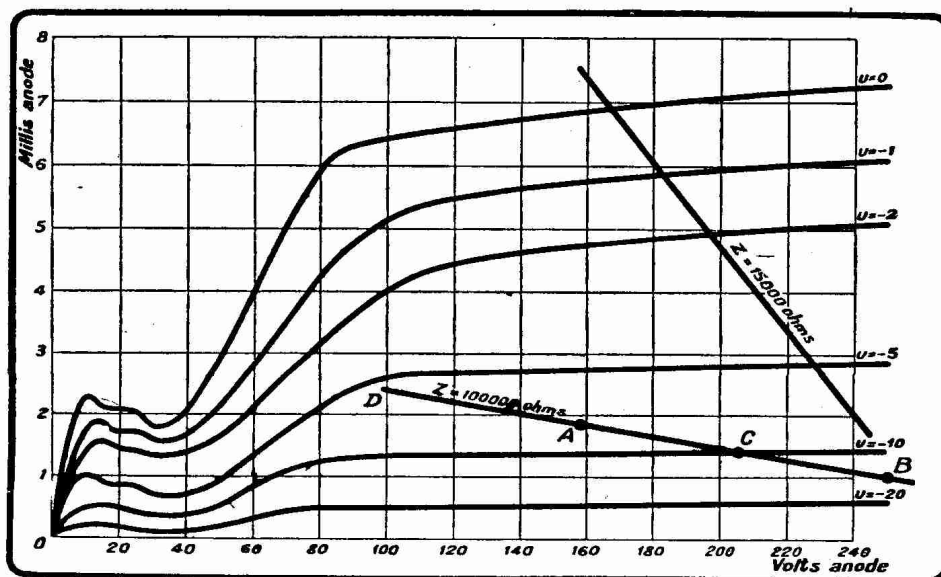


FIG. XVI-53-7. — La droite de charge doit être placée de telle manière que la distorsion n'apparaisse pas. Les parties coudées ou courbes ne doivent pas intervenir.

tant mieux que si nous avons affaire à des potentiels d'attaque d'amplitude élevée, de l'ordre de 6 volts pour fixer les idées ⁽¹⁾, une polarisation énergique de la grille de commande nous fait opérer dans la zone AB de la droite de charge D de part et d'autre symétriquement, ou suffisamment à peu près, de la position de repos C. Il n'y a pas de distorsion appréciable.

§ 54. — Montages.

Comment monte-t-on une lampe à pente variable ? Autrement dit comment réalise-t-on la variation de la polarisation qui produit la variation de pente et par suite la variation d'amplification ?

La méthode qui vient immédiatement à l'esprit consiste à réaliser un montage du type de la figure XVI-22-2 dans lequel R serait calculée pour que la tension à ses bornes couvre les valeurs nécessaires de polarisation. Ainsi avec une VMS4 la polarisation doit pouvoir atteindre 40 volts, valeur pour laquelle le courant anode et le courant écran atteignent un total de l'ordre de 0,15 mA au grand maximum. La résistance R doit alors présenter une valeur maximum telle que :

$$R = \frac{40}{0,00015} = 266.700 \text{ ohms}$$

On est donc avec cette méthode dans l'obligation de monter dans la cathode une résistance variable de 0 à 266.700 ohms.

Cette méthode présente deux inconvénients :

1° Elle oblige, comme vient de le montrer l'exemple numérique ci-dessus, à utiliser les résistances variables R de très forte valeur maximum si l'on désire pouvoir atteindre les polarisations extrêmes pour lesquelles la cathode a un courant très voisin de zéro ;

2° Elle conduit à faire varier de plusieurs dizaines de volts, par rapport à la cathode, la tension anode et la tension écran ; *or, si dans une lampe à écran la tension de l'anode par rapport à celle de la cathode peut varier sans inconvénient de façon même importante, il est capital que la tension écran par rapport à la cathode soit aussi constante que possible.*

Pour obtenir cette constance de la tension d'écran par rapport à la cathode, on peut songer à utiliser un potentiomètre du type de celui de la figure XVI-50-18, mais de faible résistance totale (25.000 ohms), de telle manière que les variations de l'intensité du courant d'écran soient faibles par rapport à la consommation propre du potentiomètre : les variations du débit de la prise B₁ auront ainsi peu d'action sur la chute le long de R₁.

Une disposition fort ingénieuse, préconisée par R. O. Carter de la GEC, est représentée par la figure XVI-54-1. Un potentiomètre est monté entre le — et le + B (B = 200 volts, en général). L'écran de la lampe à pente variable est relié à une prise fixe e, la cathode à une prise variable c entre e et — B. En déplaçant le curseur c on fait varier la polarisation de la cathode ⁽²⁾ ; lorsque c est rapproché de e, la polarisation de grille augmente et la tension d'écran (tension entre c et e) tend à diminuer ; mais en même temps que la tension diminue, du fait de l'augmentation de la polarisation de la grille, le courant écran diminue et la partie e + B du potentiomètre étant parcourue par un courant moins intense, la chute le long de cette partie diminue : le potentiel de e par rapport à — B tend à augmenter. Un choix convenable des éléments du potentiomètre — B c e + B permet de réaliser la compensation exacte de la diminution de la tension entre c et e (tension d'écran) par l'augmentation de la tension entre — B et e de telle sorte que la tension d'écran reste fixe.

(1) Il ne faut pas oublier que nous avons affaire à de la haute ou à de la moyenne fréquence, et que dans ce domaine une amplitude d'attaque de 8 volts est rarement atteinte pratiquement.

(2) Donc, la polarisation grille par rapport à la cathode.

La tension d'anode diminue de la valeur de la polarisation ($-B c$), mais cela n'a, nous le répétons, aucune importance. On pourrait d'ailleurs imaginer des dispositifs compensateurs pour maintenir cette tension d'écran pratiquement constante.

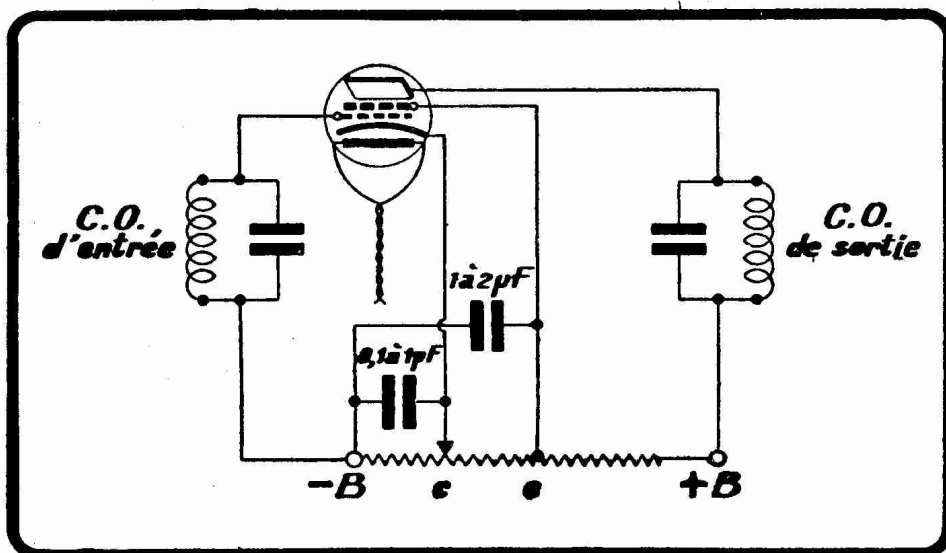


FIG. XVI-54-1. — Comment faire varier la polarisation de la grille d'une lampe à pente variable, en l'espèce tétrôle à écran.

Dans la pratique on réalise la figure XVI-54-1 suivant la figure XVI-54-2. La tension de polarisation grille (c'est-à-dire polarisation de cathode) prend naissance le long de la partie $-B c$ d'un potentiomètre P_1 . La prise d'écran e se fait à la jonction de deux résistances fixes P_2 et P_3 montées en série avec P_1 entre le $-$ et le $+$ B.

Pour calculer les éléments P_1 , P_2 , P_3 , il faut connaître la tension d'écran E et la variation I_e de l'intensité écran. Ces deux quantités se déduisent des

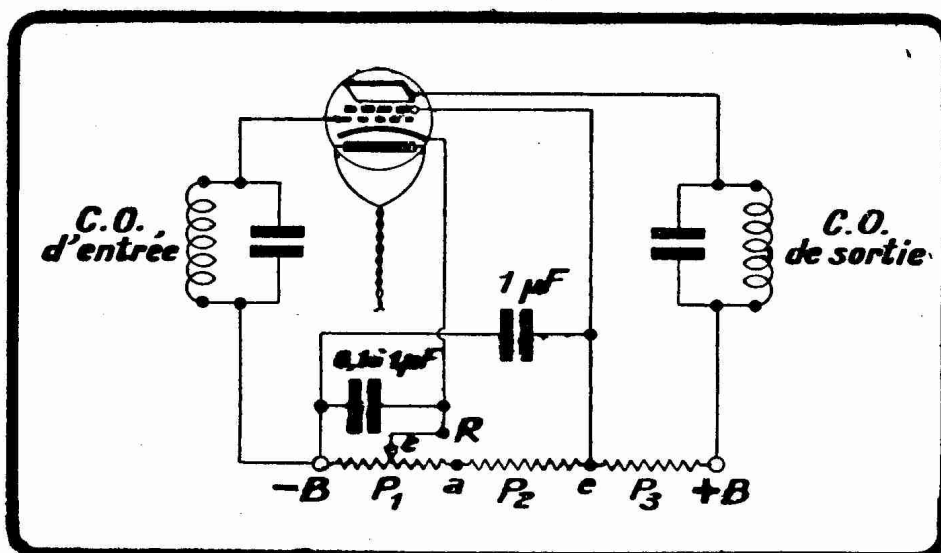


FIG. XVI-54-2. — Réalisation pratique de la figure XVI-54-1.

caractéristiques données par le constructeur de la lampe à pente variable utilisée, de la manière que nous mettrons en évidence dans l'exemple ci-après.

On commence par calculer P_3 qui doit être tel que, lorsque le courant qui le traverse varie de la quantité I_e , la chute de tension qui se produit à ses bornes varie de la quantité E_e , E_e étant théoriquement égal à la variation de la tension de grille (polarisation) et pratiquement à la valeur maximum

de la polarisation de cathode, autrement dit de la polarisation de grille ; on a donc :

$$(1) \quad P_3 = \frac{E_c}{I_0}$$

En supposant le curseur c placé à l'extrémité a de P_1 , on a :

$$(1)' \quad P_1 i + P_2 i + P_3 i = B$$

i étant la consommation propre de l'ensemble de résistance $P_1 + P_2 + P_3$ et B la tension anodique appliquée entre — et + B .

La chute de tension le long de P_1 (curseur c en a) est de E_c , on a donc :

$$(2) \quad P_1 i = E_c$$

La chute de tension le long de P_2 est de E (tension écran) ; on a donc :

$$(3) \quad P_2 i = E$$

En portant les valeurs de $P_1 i$ et de $P_2 i$ données par les relations (2) et (3) dans l'égalité (1)', on a :

$$P_3 i = B - E_c - E$$

ce qui donne i , P_3 étant connu par (1).

Ayant i on calcule P_1 et P_2 par (2) et (3). On arrondit les nombres trouvés comme il est habituel en matière de calcul de résistances.

Appliquons la méthode de calcul que nous venons d'exposer au cas de la VMS4, lampe à écran à chauffage indirect à pente variable Gecovalve, dont la figure XVI-54-3 donne les courbes de variations de l'intensité écran en fonction de la tension grille pour les valeurs 60, 70, 80 et 100 volts de tension écran,

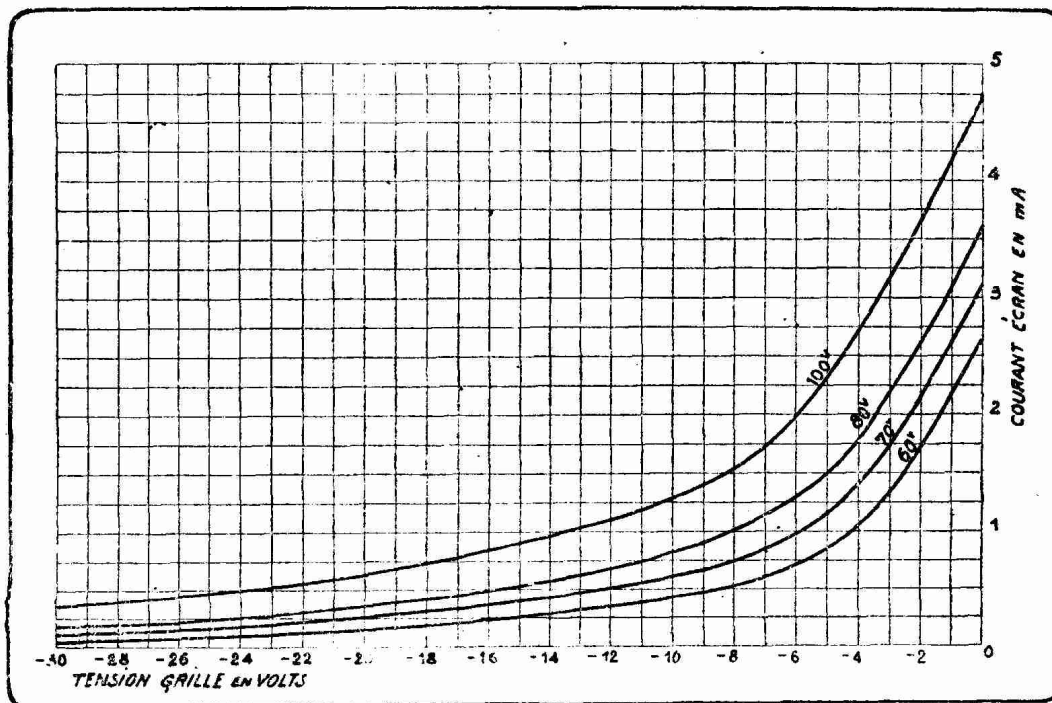


FIG. XVI-54-3. — Courbes caractéristiques tension grille-courant écran d'une lampe à pente variable « historique » (VMS4 Gecovalve).

la tension d'anode étant supposée constante à 200 volts. Ces courbes montrent que, pour —2 volts de tension grille (polarisation de départ pratiquement adoptée), les courants d'écran sont :

1,7	milliampère	pour	60 volts écran ;
2,1	milliampères	pour	70 volts écran ;
2,6	milliampères	pour	80 volts écran ;
3,65	milliampères	pour	100 volts écran.

Dans le cas où l'on adopte une tension d'écran de 70 volts ($E = 70$ volts), valeur correspondant à peu près aux meilleures conditions de fonctionnement de la lampe, l'intensité de départ du courant d'écran est de 2,1 milliampères. Pour la polarisation grille maximum (vers -42 volts), cette intensité du courant d'écran atteint à peine 0,1 milliampère.

La variation I_e est en conséquence :

$$I_e = 2,1 - 0,1 = 2 \text{ mA}$$

pour une variation de polarisation de -2 à -42 volts, c'est-à-dire :

$$E_c = 40 \text{ volts}$$

on a alors, d'après la théorie qui précède :

$$P_3 = \frac{E_c}{I_e} = \frac{40}{0,002} = 20.000 \text{ ohms}$$

La chute de tension le long de P_1 est :

$$P_1 i = 40 \text{ volts}$$

la chute de tension le long de P_2 est :

$$P_2 i = 70 \text{ volts}$$

On a donc, d'après (1)', en faisant $B = 200$:

$$P_3 i = 200 - 40 - 70 = 90 \text{ volts}$$

On en déduit :

$$i = \frac{90}{20.000} = 4,5 \text{ mA}$$

D'où l'on obtient enfin, en arrondissant les résultats :

$$P_1 = \frac{40}{0,0045} = 9.000 \text{ ohms, ou pratiquement } 10.000 \text{ ohms ;}$$

et

$$P_2 = \frac{70}{0,0045} = 16.000 \text{ ohms, ou pratiquement } 15.000 \text{ ohms.}$$

Les résistances bobinées (P_2 et P_3) et le potentiomètre (P_1) devront être prévus pour un courant de passage de 10 milliampères.

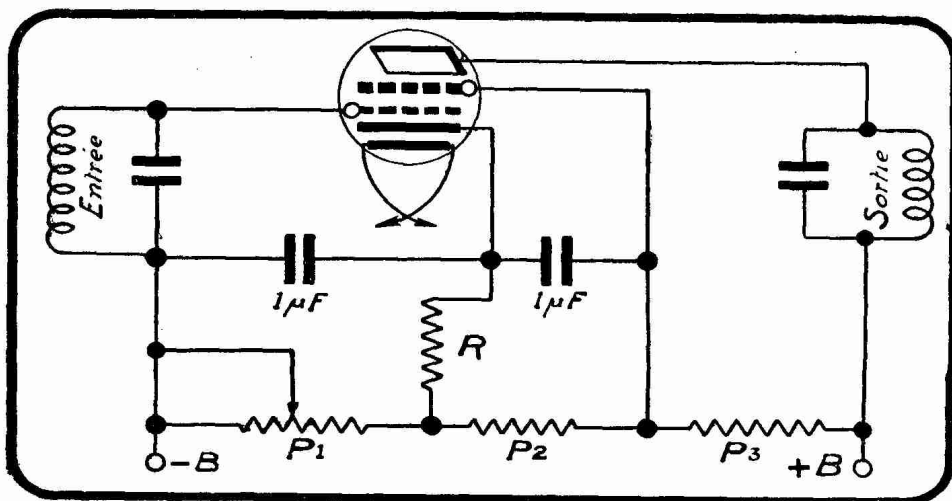


FIG. XVI-54-4. — Autre réalisation pratique de la variation de la polarisation grille d'une lampe à pente variable.

Les valeurs de P_1 , P_2 , P_3 que nous venons de calculer conviennent bien entendu à la seule VMS4. Dans le cas d'une autre lampe présentant une tension

d'écran et un courant d'écran différents de ceux de la VMS4, il faut évidemment utiliser d'autres valeurs de P_1 , P_2 , P_3 , valeurs que l'on obtient par la méthode de calcul précédente. Ainsi pour la E455 Philips, il faut prendre :

$$P_1 = 15.000 \text{ ohms} \quad P_2 = 32.000 \text{ ohms} \quad P_3 = 20.000 \text{ ohms.}$$

Les constructeurs ont d'ailleurs coutume d'indiquer les valeurs de P_1 , P_2 et P_3 qui conviennent à leurs lampes à pente variable.

Il est bon de savoir que certains techniciens préfèrent la disposition de la figure XVI-54-4. Dans cette figure, P_1 , P_2 , P_3 conservent les valeurs ci-dessus précisées à propos de la figure XVI-54-2 (1).

REMARQUES. — I. — Pour obtenir une polarisation de départ voisine de — 1,5 volt, le curseur de P_1 étant à l'extrémité de ce potentiomètre correspondant au — B, on insère dans la cathode de la VMS4, au point marqué R de la figure XVI-54-2, une résistance fixe bobinée de 50 ohms prévue pour 10 milliampères.

En général, en choisissant R de manière convenable, on arrive à donner à la polarisation de départ telle valeur que les circonstances exigent.

II. — Dans le cas où il s'agirait de commander la polarisation de grille de deux VMS4 montées en cascade ou encore séparées l'une de l'autre par d'autres lampes, on trouverait des valeurs de P_1 , P_2 , P_3 moitié des précédentes, puisqu'il faudrait partir de $I_0 = 4 \text{ mA}$, la valeur E_0 restant évidemment toujours égale à 40 volts. On aurait donc :

$$P_1 = 4.500 \text{ ohms}, P_2 = 8.000 \text{ ohms} \text{ et } P_3 = 10.000 \text{ ohms.}$$

Ces résistances devraient pouvoir supporter une intensité de l'ordre de 15 mA.

Ces remarques, faites pour la VMS 4, sont générales et s'appliquent dans leur esprit à toute lampe à pente variable.

III. — Pour faire varier la polarisation de la grille de commande d'une lampe à pente variable du type « batteries » (qu'il s'agisse d'ailleurs d'une tétrode ou d'une pentode), on met en œuvre le dispositif de la batterie de polarisation (en général d'une dizaine de volts) shuntée par un potentiomètre d'une cinquantaine de mille ohms (voir figure XVI-37-1).

Utilisations pratiques.

Les trois principales propriétés de la lampe à écran à pente variable et d'autres lampes fondées sur le même principe comme la pentode à pente variable que nous allons étudier dans le chapitre suivant, sont :

a) La possibilité d'accepter sur sa grille des potentiels d'amplitude de l'ordre de 8 volts efficaces sans distorsion ;

b) L'élimination du phénomène de transmodulation, donc l'augmentation considérable de la sélectivité sans système d'accord compliqué, et la suppression du bruit d'induction du secteur ;

c) La possibilité de mettre en œuvre une commande de volume, soit manuelle, soit automatique.

La lampe à pente variable, en général, et la lampe à écran à pente variable, en particulier, a remplacé dans la pratique de l'amplification avant détection la lampe à pente fixe. La lampe à écran ordinaire, c'est-à-dire la lampe à écran à courbure brusque (2) de caractéristique d'anode (courbe I de la figure XVI-53-6) conserve les prérogatives de détectrice par l'anode, une détection de ce type ne pouvant se concevoir avec une lampe à pente variable, c'est-à-dire avec une lampe dont la courbure de la caractéristique varie très régulièrement.

(1) Le calcul que nous venons de détailler ne tient pas compte de la variation du courant dérivé due à la variation de la tension écran. En fait, on aboutit à un système de 5 équations du 1^{er} degré. Voir à ce sujet, dans *La T.S.F. pour tous*, n° 32, de mai 1945, l'article intitulé « L'alimentation des écrans », par Edouard Jouanneau.

(2) Les Américains disent à « sharp cut off ».

CHAPITRE IX

LES PENTODES

§ 55. — Généralités.

On appelle *lampe pentode* une lampe comportant dans une même enceinte dans laquelle règne un vide poussé :

une cathode à chauffage direct ou indirect K ;

une grille G_1 ; une grille G_2 ; une grille G_3 ; une anode P.

Soit en tout cinq électrodes dont trois grilles. Cette dernière circonstance s'exprime quelquefois en donnant à la pentode le nom de trigrille.

Une pentode correspond donc au schéma de la figure XVI-55-1.

La première grille G_1 la plus rapprochée de la cathode, est appelée *grille intérieure* ; la seconde grille G_2 est appelée *grille moyenne* ; la troisième grille G_3 est appelée *grille extérieure*.

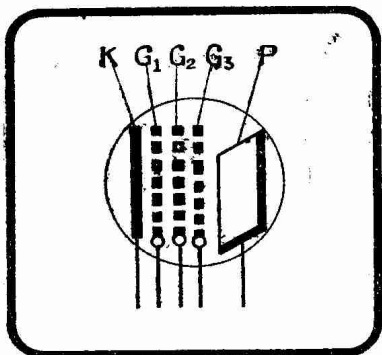


FIG. XVI-55-1. — Représentation schématique d'une pentode.

La pentode classique (la vieille R 69 de la Radiotechnique) se compose d'un filament rectiligne, de trois grilles spirales et d'une anode cylindrique coaxiales. La vue en bout d'une telle disposition est donnée figure XVI-48-2.

Nous avons vu dans le chapitre VII qu'une tétrode pouvait se concevoir, soit comme lampe à grille de charge d'espace (schéma de principe de la figure XVI-48-2 A), soit comme lampe à grille écran (schéma de principe de la figure XVI-48-2 B) suivant que l'on adopte comme grille de commande la grille extérieure ou la grille intérieure.

La pentode permet de combiner ces deux schémas et d'obtenir la disposition de la figure XVI-55-3, due à W. Schottky (1916). Les oscillations à amplifier sont appliquées sur la grille G_2 . La grille G_1 est utilisée comme accélératrice d'électrons (grille de charge d'espace, cathode virtuelle de la théorie de la bigrille classique). La grille G_3 joue le rôle de grille écran. En général, on fait $B_1 = B_3$, c'est-à-dire on réunit les deux grilles extrêmes.

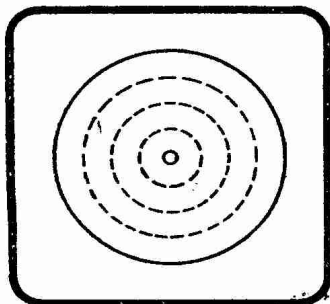


FIG. XVI-55-2. — Pentode à électrodes cylindriques, vue en bout.

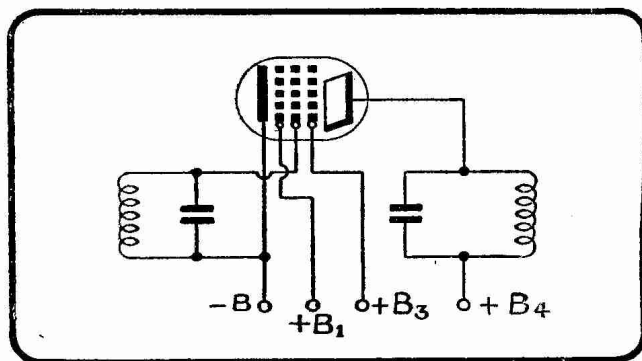


FIG. XVI-55-3. — Montage d'une pentode en lampe à grille de charge d'espace et à écran combinés (trigrille de Schottky).
On a, par exemple :

$B_1 = 40 \text{ V}$, $B_3 = 80 \text{ V}$, $B_4 = 120 \text{ V}$.

On obtient de la sorte des montages intéressants, certes, mais dont les rendements ne paraissent pas justifier la complication de la première grille.

Aussi ont-ils été fort peu utilisés jusqu'en 1933, époque à laquelle les Américains les ont remis en honneur en fondant le montage de la pentode constitutive de leurs heptodes modulatrices-oscillatrices 2A7 et 6A7, justement sur la disposition de la figure XVI-55-3, mais avec les deux grilles réunies, c'est-à-dire avec $B_1 = B_2$.

Les combinaisons que permet une pentode sont très nombreuses.

On peut, par exemple, faire osciller suivant les méthodes classiques sur une fréquence F_1 la triode constituée par G_1 et G_2 et appliquer en G_3 des oscillations de fréquence F_1 qui, modulées par les variations électroniques issues de G_2 (qui joue le rôle de cathode virtuelle de la triode de grille G_3 et d'anode P), produisent dans le circuit d'anode une fréquence différente et de F_1 et de F_1 (égale à $F_1 - F_1$ par exemple).

C'est là une disposition qui a été utilisée dans les applications de la pentode classique (à grilles toutes accessibles) à la technique du changement de fréquence.

La technique moderne considère surtout la pentode comme une lampe de remplacement de la tétrode à écran, comme un perfectionnement de cette tétrode. Le montage fondamental moderne de la pentode, qu'il s'agisse de HF ou de BF est conforme à la figure XVI-55-4.

Les oscillations à amplifier sont appliquées sur la grille G_1 ; la grille G_2 sert de grille écran (autrement dit elle est portée à une tension continue au plus égale à celle de l'anode) ; la grille G_3 est reliée à la cathode ; l'anode contient le circuit aux bornes duquel apparaissent les tensions amplifiées.

C'est parce que l'on s'est surtout intéressé aux schémas d'application des pentodes du type de la figure XVI-55-4, que les pentodes BF et certaines pentodes HF ont leur troisième grille G_3 reliée à la cathode à l'intérieur de l'ampoule.

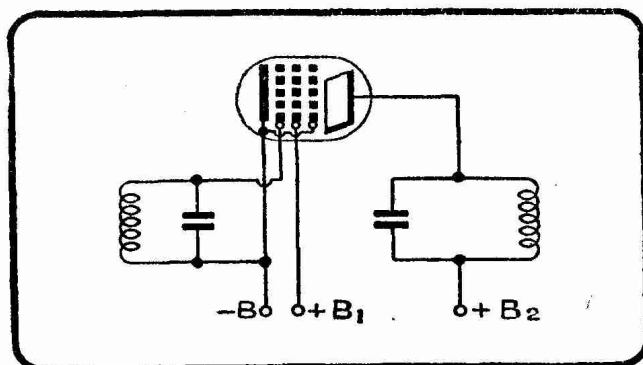


FIG. XVI-55-4. — Une pentode s'utilise le plus souvent à la manière d'une lampe à écran. La troisième grille, dont la présence produit l'amélioration des performances de la lampe à écran, est reliée à la cathode, comme représenté ici, ou à la masse.

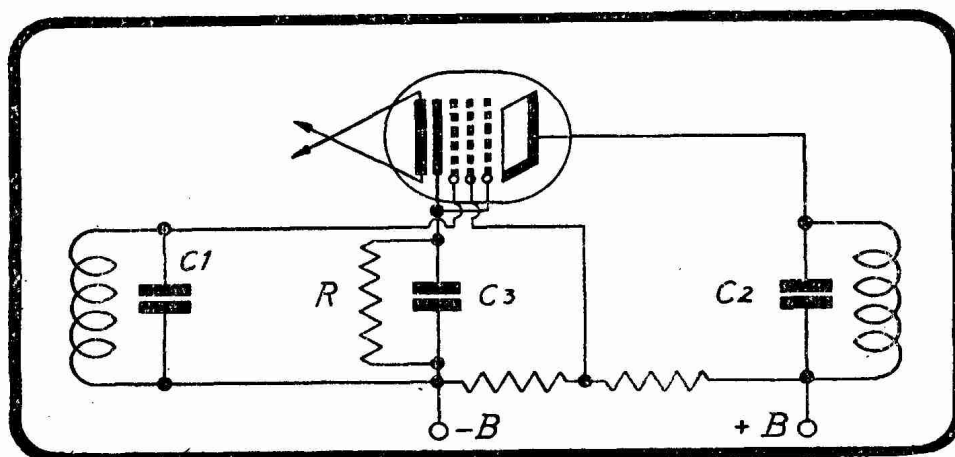


FIG. XVI-55-5. — Montage pratique d'une pentode à chauffage indirect.

Dans ces lampes, la troisième grille G_3 n'est pas accessible de manière indépendante.

Lorsque l'on a affaire à une pentode à chauffage indirect, la troisième grille est reliée quelquefois, lorsqu'elle n'est pas accessible, en un point quelconque de la cathode équipotentielle.

Lorsque l'on a affaire à une pentode à chauffage direct, la troisième grille est reliée ou est à relier au milieu électrique du filament, sauf indication contraire du fabricant.

Les figures XVI-55-5 et XVI-55-6 montrent, dans ces conditions, le montage des lampes pentodes à chauffage indirect et à chauffage direct en amplificatrices HF ou BF.

Dans le cas de la lampe à chauffage indirect, la polarisation de cathode est obtenue par l'habituelle résistance R shuntée par le condensateur C_3 (figure XVI-55-5). Lorsque l'écran peut être porté à la même tension que l'anode, on relie directement cet écran au $+B$.

Mais toutes les applications de la pentode ne se ramènent pas à la réalisation de la figure XVI-55-4, et il y a assez grand intérêt à pouvoir accéder de manière

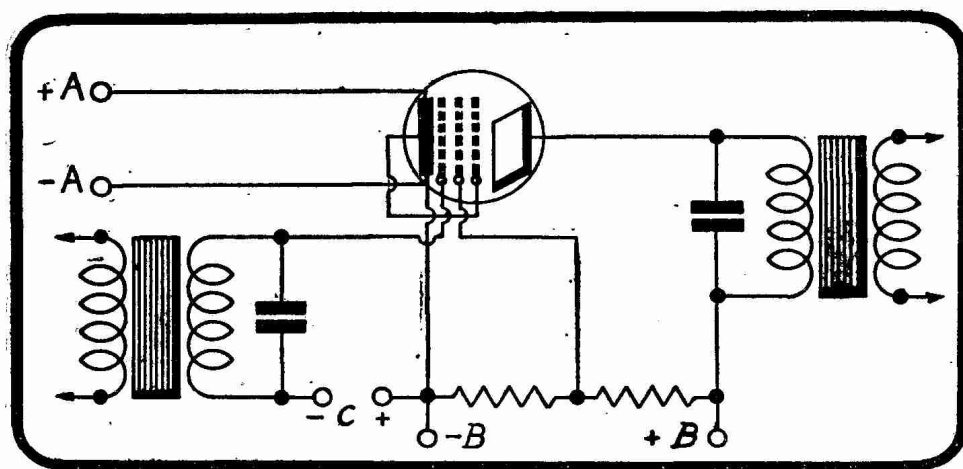


FIG. XVI-55-6. — Montage d'une pentode à chauffage direct. Dans le cas de la BF, le chauffage s'effectue en alternatif brut et le retour du $-B$ se réalise sur la prise médiane du transformateur de chauffage et non plus sur une extrémité du filament.

indépendante à chacune des trois grilles, autrement dit à ne pas relier une fois pour toutes la troisième grille à la cathode.

Les pentodes HF américaines 57 et 77, 58 et 78, 6C6 et 6D6, 6J7 et 6K7, les pentodes HF anglaises MSP4 et VMP4, les pentodes HF Philips AF3 et AF7, EF5, EF6 et EF9 ont leurs cinq électrodes accessibles indépendamment les unes des autres (la grille 3 est donc indépendante de la cathode), circonstance qui multiplie les possibilités de ces lampes.

La lampe pentode peut être utilisée en amplificatrice HF, en détectrice et en amplificatrice BF suivant les mêmes schémas qui ont été donnés à propos des tétrodes dans le chapitre précédent.

La pentode donne en HF et en détection des résultats meilleurs que la tétrode à écran du fait des pentes très élevées qu'elle permet de réaliser et du fait de la courbure brusque de sa caractéristique d'anode à son point de départ.

D'autre part, la pentode peut être montée en amplificatrice BF de puissance, application dont n'est pas susceptible, en général, avec un bon rendement, la tétrode à écran.

La pentode constitue, nous l'avons dit, un perfectionnement sur la tétrode à écran.

Pourquoi ?

Parce que, ainsi que nous allons le voir, le fait de relier la troisième grille à la cathode (ou à la masse) transforme la pentode en une tétrode à écran dont les courbes caractéristiques tension anode-courant anode n'ont plus les coudes qui limitent si fâcheusement les possibilités d'emploi de la classique lampe à écran.

**§ 56. — Rôle de la troisième grille dans les pentodes.
Diode équivalente d'une pentode. Courbes caractéristiques.**

Dans les pentodes modernes, montées, en général, dans un schéma du type de la figure XVI-55-4, la troisième grille est reliée à la cathode, soit dans l'ampoule elle-même (cas des pentodes BF européennes et américaines et de certaines pentodes HF européennes), soit extérieurement à l'ampoule (cas des pentodes HF américaines et anglaises et de la plupart des pentodes HF européennes récentes ⁽¹⁾). Cette troisième grille est appelée *suppressor grid* par les Américains, *Bremsgitter* ⁽²⁾ par les Allemands (appellations qui peignent fort bien son rôle).

L'existence entre l'écran (grille G_2) et l'anode (P) de cette troisième grille n'empêche pas les électrons rapides émis par la cathode d'atteindre l'anode, mais elle s'oppose au passage des électrons relativement lents qui constituent l'émission électronique secondaire émise par l'anode lorsque celle-ci se trouve portée, du fait de la présence de l'impédance du circuit anodique (résistance, transformateur, etc...), à une tension instantanée inférieure à la tension fixe de la seconde grille ou grille écran. Cette troisième grille « freine » les électrons secondaires, « supprime » en conséquence les coudes de la caractéristique tension anode-courant anode.

Il est possible de définir la diode équivalente d'une pentode montée suivant l'une des figures XVI-55-5 et XVI-55-6. Il suffit pour cela de passer de la pentode à la tétrode, de la tétrode à la triode et de la triode à la diode, exactement comme nous sommes passés figure XVI-50-10 de la tétrode à la triode et de là à la diode.

On arrive ainsi à l'expression de la tension résultante E_R :

$$(1) \quad E_R = E_{g1} + \frac{E_{g2}}{k_1} + \frac{E_{g3}}{k_1 k_2} + \frac{E_p}{k_1 k_2 k_3}$$

E_{g1} , E_{g2} , E_{g3} , E_p étant les tensions par rapport à la cathode des grilles G_1 , G_2 , G_3 et de l'anode P.

k_1 le coefficient d'amplification de la triode formée par la grille de commande et la grille écran.

k_2 le coefficient d'amplification de la triode formée par la grille écran et la troisième grille.

k_3 le coefficient d'amplification de la triode formée par la troisième grille et l'anode.

Dans les applications de la pentode que nous avons en vue, la grille G_3 est au potentiel de la cathode, on a donc $E_{g3} = 0$ et la relation (1) devient :

$$(2) \quad E_R = E_{g1} + \frac{E_{g2}}{k_1} + \frac{E_p}{k_1 k_2 k_3}$$

Suivant la méthode déjà mise en œuvre pour la triode (pages 526 et 527) et pour la tétrode (pages 707 et 708), il est possible de donner pour la pentode une expression simple du courant I résultant de l'émission cathodique (courant écran + courant anode) :

$$(3) \quad I = \frac{1}{B'''} E_R = \frac{1}{B'''} \left(E_{g1} + \frac{E_{g2}}{k_1} + \frac{E_p}{k_1 k_2 k_3} \right)^{1,5}$$

Le coefficient B''' est très peu différent du B , du B' et du B'' , rencontrés pages 527 et 708.

Cette relation (3) permet d'appliquer à la pentode à grille-cathode tout ce qui a été dit pour la tétrode pages 709 et suivantes, à cette différence essentielle près que les « coudes » des caractéristiques tension anode-courant anode sont supprimés par l'effet de freinage de la grille G_3 .

(1) Les pentodes de la série Rimlock ne comportent pas de sortie séparée pour la grille G_3 .

(2) Grille de freinage.

Les courbes caractéristiques tension anode-courant anode d'une pentode se présentent sous l'aspect de la figure XVI-56-1 : le courant anode augmente rapidement pour atteindre un palier auquel il se maintient, le courant écran éprouvant les variations symétriques.

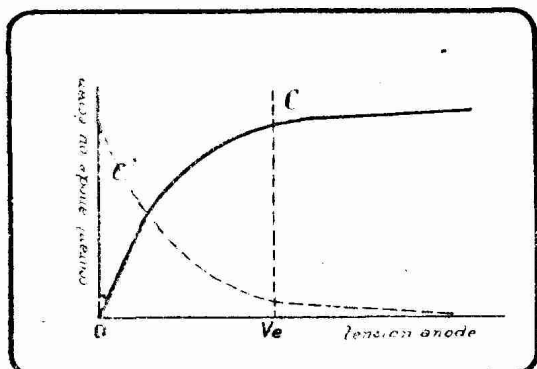


FIG. XVI-56-1. — Courbes caractéristiques anode (C), écran (C') d'une pentode donnant les variations du courant anode et du courant écran en fonction de la tension d'anode pour une tension d'écran (V_e) et une polarisation grille de commande fixes.

En comparant cette figure avec la figure XVI-50-17, on constatera :

1° que les coudes de la caractéristique ont disparu, la caractéristique est utilisable pour des tensions de l'anode inférieures à la tension d'écran V_e ;

2° que le courant d'écran varie très peu avec la tension d'anode ; il en résulte que le dispositif potentiométrique n'est pas indispensable pour faire apparaître la tension d'écran et qu'une résistance série suffit (voir figure XVI-50-19) :

3° que le courant d'anode est, pour des tensions d'anode suffisamment élevées, indépendant de la tension d'anode et est conditionné essentiellement par la tension de la grille de commande et la tension d'écran ; il en résulte que, comme la tétrode, la pentode a une résistance interne et un coefficient d'amplification élevés. En fait la résistance interne des pentodes HF est de beaucoup supérieure à celle des tétrodes à écran (1.500.000 contre 300.000 à 500.000 ohms). Le coefficient d'amplification atteint 4.000 et même 5.000. La pente peut dépasser 3 mA/V et même 9,5 mA/V pour les pentodes de télévision (EF51, EF42 Rimlock).

Nous aurons l'occasion de revenir sur ces circonstances à propos de la pentode HF.

§ 57. — Pentodes basse fréquence.

1° CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES (1) :

Les premières pentodes lancées sur le marché français furent des pentodes BF de petite puissance (B443 Philips créée, en 1928, en même temps que la lampe à écran). Ce furent des lampes à chauffage direct.

Depuis, la pentode BF a fait son apparition dans le type de très grande puissance (PT25 Gecovalve de 25 watts dissipation anodique). Certaines pentodes BF dont la dissipation anodique est inférieure à 20 watts existent dans le modèle à chauffage indirect (MTP4, E463, pentodes américaines 38, 41, 42, 43, 59 et 89, 42 6F6 et pentodes Philips de la série rouge EL2, EL3, EL5, EL6, 4654, EL39, EBL1, CBL6, etc.).

Le culot de la 6F6 métallique et celui de la 6F6G (version « verre » de la 6F6 métallique) est le culot octal représenté figure XVI-14-7.



FIG. XVI-57-1. — La disposition des électrodes d'une EL3N, pentode BF à chauffage indirect.

(1) La genèse et la théorie de la pentode finale se trouvent remarquablement exposées par Marc Seignette dans *Vues sur la Radio* (L'utilisation de la lampe trigridde, pages 104 à 112).

Les broches 2 et 7 correspondent à l'élément chauffant, la broche 8 à la grille 3 et à la cathode, la broche 3 à l'anode, les broches 5 et 4 respectivement à la grille 1 et à la grille 2.

Le culot des pentodes BF de puissance Philips (EL2, EL3, EL5) est le culot P de la figure XVI-14-9. La grille de commande (grille 1) de l'EL2 correspond à un téton du sommet de l'ampoule. Pour les autres lampes de la série, la grille 1 correspond à l'ergot n° 7 du culot P.

Sur la première grille convenablement polarisée, on applique, comme nous l'avons dit, les potentiels basse fréquence à amplifier : sur la seconde grille, ou grille écran ⁽¹⁾, qui joue ici uniquement le rôle de multiplicatrice des coefficients d'amplification des lampes élémentaires constituant la pentode, on applique une tension positive constante égale à celle que l'on applique à l'anode ; la troisième grille est, nous l'avons vu, réunie au filament. Le rôle de cette troisième grille est d'empêcher un « courant inverse » de prendre naissance dans l'espace deuxième grille-anode lorsque, en fonctionnement, cette anode se trouve portée, du fait de la présence de l'enroulement du haut-parleur ou de l'organe de liaison de ce haut-parleur, à un potentiel instantané inférieur au potentiel fixe de la deuxième grille ou grille écran. C'est cette troisième grille qui supprime les coudes dans les caractéristiques tension anode-courant anode des lampes pentodes. Etant donné que les anciens catalogues sont actuellement rares, nos lecteurs trouveront les caractéristiques électriques des principales pentodes de puissance datant d'avant la guerre dans le tableau suivant :

TYPE	MARQUE ou ORIGINE	CHAUFFAGE		Tension anode en V	Tension écran en V	Polarisation de grille de commande en V	Dissipation anodique max. Pp en watts	Puissance modulée Pm en watts	Résistance optimum du circuit d'anode en ohms	S mA/V	K	r ohms	Pm Rendement en %
		Volts	Ampères										
E443H	Philips	4	1,1	250	250	-14	9	3,9	10.000	3	130	43.000	43
E463	Philips	4	1,35	250	250	-22	9	4,1	10.000	4	100	37.000	45
AL1	Philips	4	1,1	250	250	-15	9	3,1	7.000	3	30	43.000	34,5
AL2	Philips	4	1	250	250	-25	9	3,8	7.000	2,5	100	40.000	42
AL3	Philips	4	1,85	250	250	-6,5	9	4,5	7.000	9,5	450	50.000	50
EL2	Philips	6,3	0,2	250	250	-18	8	3,6	8.000	2,8	195	70.000	45
EL3	Philips	6,3	1,2	250	250	-6	9	4,4	7.000	9,5	475	50.000	49
EL5	Philips	6,3	1,3	250	250	-16	18	8,8	3.500	9,5	187	22.000	49
33	USA	2	0,26	135	135	-13,5	1,9	0,7	7.000	1,45	70	50.000	37
38	USA	6,3	0,3	135	135	-13,5	1,2	0,525	13.500	0,975	100	102.000	47,5
42	USA	6,3	0,7	250	250	-16,5	8,5	3	7.350	2,5	200	80.000	35,5
2A5	USA	2,5	1,75										
6F6	USA	6,3	0,7										
43-25A6	USA	25	0,3	135 ²	135	-20	4,6	2	4.000	2,6	90	35.000	43,5
47	USA	2,5	1,75	250	250	-15	7,75	2,7	7.000	2,5	150	60.000	35
KF4	Philips	2	0,14	135	135	-4,7	0,95	0,44	19.000	2,1	315	150.000	46

(1) Pour une distorsion de 10 %.

(2) Fonctionne avec 90 volts anode et donne alors 0,9 watt modulé.

(1) La grille écran n'a pas de forme particulière comme dans une lampe à écran proprement dite. Elle est constituée de la même manière que les deux autres grilles (réseau de fils tendus entre des supports verticaux).

Actuellement, il existe de nombreuses autres pentodes, dont les caractéristiques se trouvent dans le tableau ci-dessous.

NOUVEAUX TYPES DE PENTODES EUROPEENNES

	EL3N	CBL6	EL6	4654 EL39	EL41	UL41
V _f V	6,3	44	6,3	6,3	6,3	45
I _f A	0,9	0,2	1,3	0,9	0,65	0,1
V _a V	250	100 — 200	250	250	250	100 — 165
I _a mA	36	45 — 40	72	72	36	32,5 — 54,5
V _g V	250	100 — 100	250	275	250	100 — 165
I _g mA	4	12 — 8	8,5	8	4	5,5 — 9
V _e V	— 6	— 8 — 9,2	— 7	—	— 6	— 5,3 — 9,5
Pente mA/V	9,5	7 — 6,5	15	8,5	9	— 8,5 — 9,5
R _i kΩ	50	13 — 25	20	22	50	18 — 20
Z charge kΩ optimum	7	2 — 5	3,5	3,5	7	3
Puissance W modulée	4,5	1,8 — 3,5	8,2	8,8	4,5	1,35 — 4,2
Résistance de polarisation Ω	150	—		175	150	140

2° COURBES CARACTÉRISTIQUES. CIRCONSTANCES PARTICULIÈRES DE FONCTIONNEMENT.

De même que les courbes caractéristiques tension anode-courant anode idéales d'une lampe triode seraient des droites parallèles formant avec l'axe horizontal un angle aussi voisin que possible de 90° (fig. XVI-57-2), de même les courbes caractéristiques tension anode-courant anode idéales (prises pour une tension grille écran donnée) d'une lampe pentode seraient des droites parallèles horizontales, c'est-à-dire que le courant d'anode serait constant, pour une tension de polarisation déterminée, quelle que soit la tension appliquée à ladite anode (figure XVI-57-3).

Or, l'idéal n'est jamais réalisé en ce monde... et pratiquement, au lieu des représentations graphiques des figures XVI-57-2 et XVI-57-3, on se trouve en

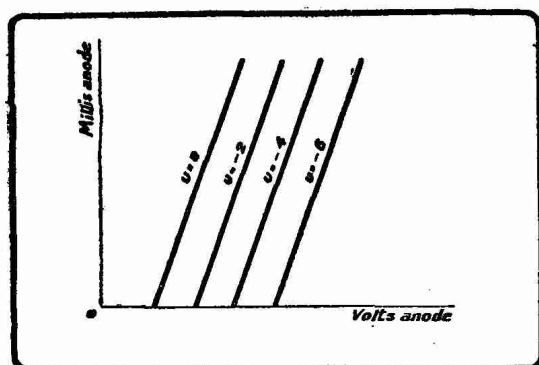


FIG. XVI-57-2. — Courbes caractéristiques idéales d'une triode.

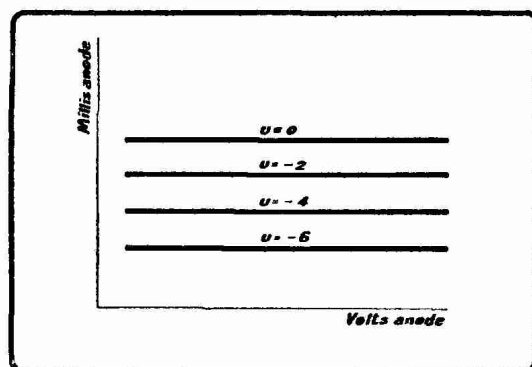


FIG. XVI-57-3. — Courbes caractéristiques idéales d'une pentode.

présence des approximations des figures XVI-57-4 et XVI-57-5 : dans la figure XVI-57-4, les parties rectilignes ne sont pas verticales, et elles sont limitées par des parties courbes ; dans la figure XVI-57-5, les parties rectilignes *ab*, *cd*, *ef*, etc., ne sont pas horizontales et dégénèrent pour les faibles tensions d'anode en courbes accentuées correspondant à d'importantes variations du courant anodique.

Le but proposé à la science du constructeur de lampes de T.S.F. est de

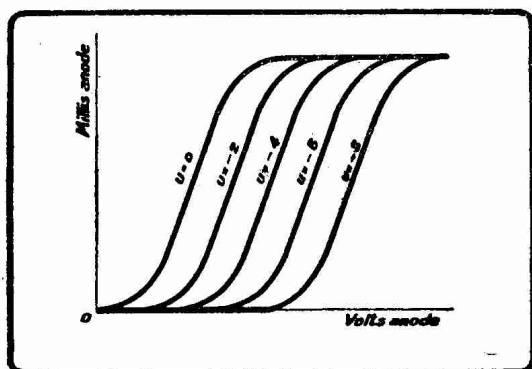


FIG. XVI-57-4. — Courbes caractéristiques réelles d'une triode.

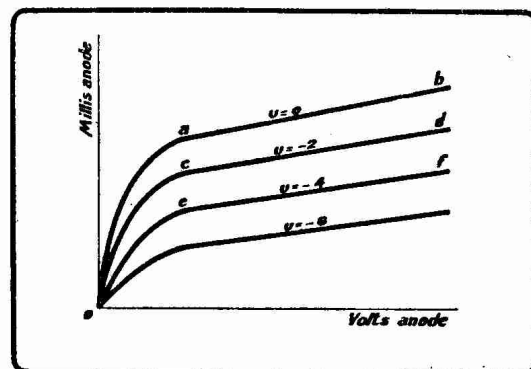


FIG. XVI-57-5. — Courbes caractéristiques réelles d'une pentode.

rendre les figures XVI-57-4 et XVI-57-5 aussi peu différentes que possible des figures XVI-57-2 et XVI-57-3 respectivement.

Considérons la figure XVI-57-6, qui représente les caractéristiques statiques d'une pentode du commerce ⁽¹⁾ prises pour une tension grille écran de 120 volts et des tensions de polarisation de la grille de commande de 0, —2, —4, —6, —8, —10, —12, —15 volts.

On remarque, dès l'abord, sur cette figure XVI-57-6 :

1° qu'à droite de la verticale XY, correspondant à 60 volts anode, les courbes prennent une allure pratiquement rectiligne ;

2° que la pente de ces parties rectilignes est en moyenne de 1 mA pour 60 volts, ce qui correspond à une résistance interne de l'ordre de 60.000 ohms, dans les conditions, ci-dessus précisées, où les courbes ont été relevées ;

3° que, malgré sa résistance interne élevée, la lampe présente des courants anodiques plus intenses qu'ils ne le seraient dans le cas d'une triode de même résistance interne. Ainsi, sous 150 volts anode, avec une polarisation de grille de —5 volts, le courant d'anode est de 11,5 milliampères. Cette particularité est une conséquence de l'existence de la grille écran et de son rôle d'accélératrice des électrons émis par le filament.

La grille écran absorbe par elle-même un courant d'autant plus faible, à tension grille écran et polarisation grille de commandes constantes, que la tension d'anode est plus élevée. Ainsi, dans le cas de la lampe dont les courbes tension anode-courant anode sont représentées figure XVI-57-6, le courant de grille écran (pour 120 volts écran et —5 volts grille de commande) varie de 10,5 à 4,5 milliampères lorsque la tension d'anode varie de 0 à 150 volts. On voit donc que le courant grille écran est une fraction importante du courant haute tension total absorbé par une pentode.

(1) Les courbes des figures XVI-57-6, XVI-57-7 et XVI-57-8 correspondent à la PT425 Gecovalve. Pour des pentodes de puissance de marque différente, mais de caractéristiques du même ordre de grandeur, on obtient des courbes tout à fait identiques. Le présent paragraphe ne concerne donc pas une certaine pentode de puissance, mais toutes les pentodes de puissance en général. Ce que nous allons dire de la technique des pentodes de petit modèle s'applique *mutatis mutandis* aux pentodes de modèle plus fort comme la 6F6, l'EL39, la 4654, etc...

Les courbes de la figure XVI-57-6 sont tracées à un potentiel grille écran constant, en l'espèce 120 volts. Quel est l'effet d'une variation de ce potentiel sur l'allure des courbes en question ?

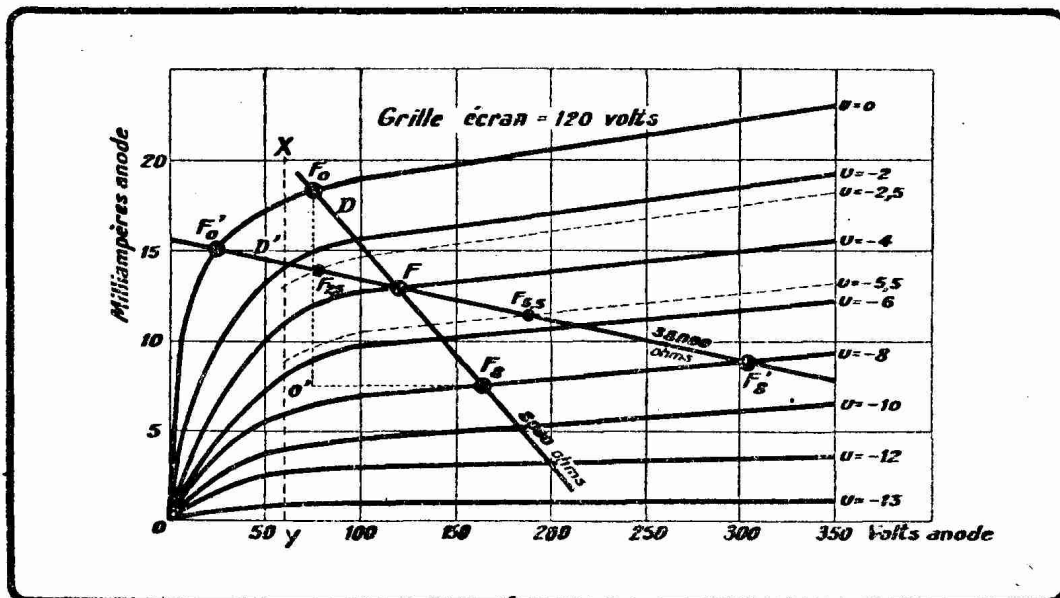


FIG. XVI-57-6. — Courbes caractéristiques tension anode-courant anode d'une pentode PT425 pour 120 volts écran et des tensions de polarisation grille algébriquement décroissantes

Si l'on diminue la tension écran, on obtient pour les diverses polarisations de la grille de commande un système de courbes dont les parties courbées prennent plus d'importance (c'est-à-dire se manifestent encore pour des tensions

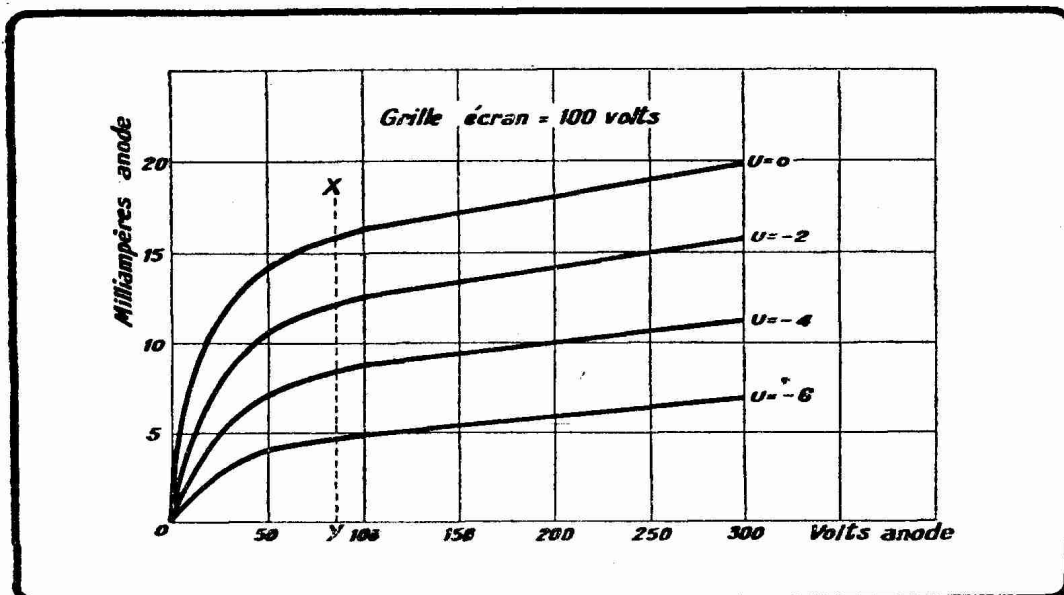


FIG. XVI-57-7. — Lorsque l'on diminue la tension écran d'une pentode, l'inclinaison des parties rectilignes des caractéristiques augmente et leur étendue diminue.

d'anode de l'ordre de 80 ou 85 volts) : la droite XY qui limite les parties utiles rectilignes sont moins horizontales ; les courants d'anode, toutes choses égales d'ailleurs, sont moins intenses. Ces diverses circonstances sont résumées dans la figure XVI-57-7.

Si l'on augmente la tension fixe de l'écran, on obtient un système de courbes dont les parties rectilignes commencent plus tôt (30 ou 40 volts anode, la verticale XY est donc décalée vers la gauche) et sont plus proches de l'horizontale. Les courants anodiques, d'autre part, sont plus intenses. Cela est très clairement résumé par les courbes des figures XVI-57-6 et XVI-57-7 (1).

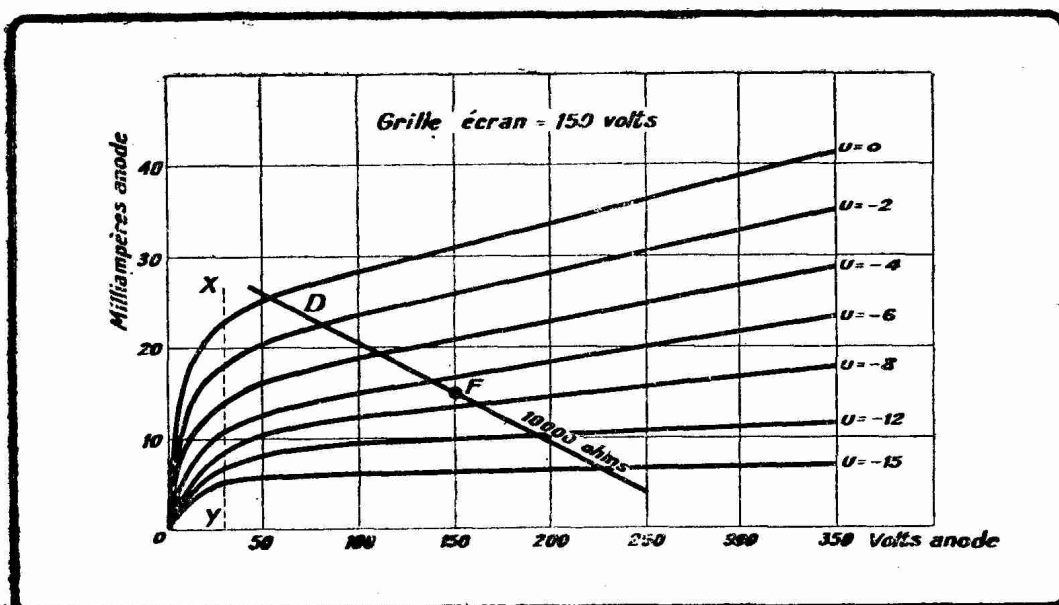


FIG. XVI-57-8. — Lorsque l'on augmente la tension écran d'une pentode, l'inclinaison des parties rectilignes des caractéristiques diminue et leur étendue augmente.

Ici apparaît donc une première conclusion d'application pratique immédiate : il y a intérêt dans une pentode à donner à la grille écran une tension fixe aussi élevée que possible, sans toutefois dépasser les limites indiquées par le constructeur (2), ce qui aurait pour effet de vieillir prématurément la lampe.

Cette conclusion est générale et s'applique aussi bien aux pentodes BF qu'aux pentodes HF que nous allons examiner dans le paragraphe suivant.

Voyons ce qui se passe lorsque l'on utilise la lampe dont les courbes statiques ont été données par la figure XVI-57-6.

En service normal, la lampe contient dans son circuit plaque un haut-parleur ou bien un primaire de transformateur de sortie, ou bien encore une self de sortie. Considérons pour le moment cet organe de sortie (haut-parleur ou dispositif de liaison) comme une résistance sans self, présentant, par conséquent, la même résistance apparente à toutes les fréquences acoustiques. On sait que tel n'est pas le cas dans la pratique, mais nous examinerons tout à l'heure les conséquences de la variation de l'impédance du circuit de sortie avec les fréquences considérées lorsque nous discuterons les affinités des pentodes de puissance avec les haut-parleurs électromagnétiques et électrodynamiques. Admettons donc que l'organe de sortie soit une résistance pure de 8.000 ohms. Supposons, d'autre part, que la grille soit polarisée à -4 volts et que l'anode se trouve portée à 120 volts ; la tension grille écran est, nous le répétons, prise égale à 120 volts (3).

(1) En comparant les « horizontalités » respectives des parties rectilignes des courbes des figures XVI-57-6 et XVI-57-7, ne pas perdre de vue que l'échelle des milliampères n'est pas la même.

(2) Dans les pentodes de petite puissance, la tension écran est égale à la tension d'anode. Dans les pentodes plus puissantes, la tension écran ne dépasse pas 200 volts pour 400 ou 500 volts anode. La tendance actuelle est de réaliser des pentodes de puissance ayant mêmes tensions anode et écran ainsi que le montre le tableau de la page 745.

(3) Nous admettons, pour simplifier que la source anodique a une valeur telle que l'anode se trouve portée à 120 volts, déduction faite de la chute à travers l'enroulement branché dans le circuit d'anode.

Au repos, c'est-à-dire en l'absence de signaux à amplifier, le point figuratif F de l'état électrique de la lampe se trouve sur la courbe $u = -4$ au point d'abscisse 120 volts.

Lorsque l'on applique les oscillations basse fréquence à amplifier sur la grille de commande de la pentode, le potentiel de cette grille va varier autour de son potentiel moyen (fixé par la polarisation, donc ici -4 volts) d'une quantité égale à l'amplitude des oscillations considérées. En première analyse, dans le cas de l'amplification classe A, cette amplitude ne peut dépasser la valeur de la polarisation grille (ici 4 volts), sans quoi la grille deviendrait à certains moments positive et le courant grille de commande apparaîtrait. Cette spécification est commune aux pentodes et aux triodes montées en classe A. Mais d'autres éléments interviennent dans le cas de la pentode pour limiter l'amplitude maximum que l'on peut, sans risquer de déformation, appliquer à la grille de commande. Nous allons mettre ces facteurs en évidence en recherchant ce que devient figure XVI-57-6 le point figuratif de fonctionnement de la lampe lorsque la grille se trouve portée à un potentiel variant entre 0 et -8 volts.

Lorsque, partant de -4 volts, la grille de commande est portée à 0 volt, le courant anodique augmente, la chute de tension à travers l'organe de sortie également, et moins de 120 volts vont se trouver appliqués sur l'anode. Pour 0 volt grille, le point figuratif F se trouve déporté en F_0 à l'intersection :

1° de la courbe caractéristique correspondant à 0 volt grille (courbe $u = 0$ de la figure XVI-57-6) ;

2° de la droite de charge D que nous avons définie dans le chapitre consacré aux triodes, inclinée vers la gauche et dont la pente est proportionnelle en valeur absolue à l'inverse de la résistance apparente de l'organe de sortie (haut-parleur ou organe de liaison).

Pour tracer figure XVI-57-6 la droite passant par le point F et correspondant à la résistance d'utilisation du circuit d'anode envisagée ici (8.000 ohms), il suffit de tracer une droite telle que

$$\frac{O'F_0}{O'F_s} = \frac{1.000}{8.000}$$

$O'F_0$ et $O'F_s$ étant exprimés en milliampères et en volts.

La droite de charge D ainsi tracée rencontre la courbe $u = 0$ en F_0 , et la courbe $u = -8$ en F_s (fig. XVI-57-6).

Dans les conditions imaginées, lorsque le potentiel de grille de commande varie de part et d'autre de -4 avec une amplitude de 4 volts, c'est-à-dire varie entre 0 et -8 volts, le point figuratif parcourt la droite de charge D entre les points F_0 sur la courbe $u = 0$ et F_s sur la courbe $u = -8$.

Et ici intervient la considération de la distorsion. Pour qu'il n'y ait pas distorsion, il faut en effet que, sur la droite D, les longueurs FF_0 et FF_s soient égales. Une *légère différence* est pratiquement inévitable et tolérable. Nous avons vu, page 568, lorsque nous avons étudié l'amplification basse fréquence, que la distorsion est acceptable tant que le rapport de la plus grande des

quantités FF_s et FF_0 à l'autre ne dépasse pas $\frac{11}{9}$, circonstance correspondant

à une distorsion maximum de 5 %. On voit sur la figure XVI-57-6 que la droite D est à cet égard satisfaisante pour une amplitude du potentiel d'attaque de 4 volts.

Mais considérons la droite D' qui correspond à un circuit d'utilisation de 38.000 ohms. Sur cette droite on obtient, pour une amplitude du potentiel d'attaque de 4 volts, les points figuratifs limites F'_0 et F'_s . Ici

$$\frac{FF'_s}{FF'_0} = 1,9$$

Ce rapport étant de beaucoup supérieur à $\frac{11}{9}$, il y aura distorsion très

marquée. Si dans ces mêmes conditions nous nous contentons d'une amplitude de 1,5 volt, les circonstances deviennent tout à fait satisfaisantes : le point figuratif se déplace sur D entre les points $F_{2,5}$ et $F_{5,5}$ et la longueur $F_{2,5}F_{5,5}$ est à très peu de choses près partagée par F dans le rapport de 11 à 9 : la distorsion est parfaitement admissible.

Si l'on veut pouvoir amplifier des potentiels de départ d'amplitude supérieure à 1,5 volt, il faut soit utiliser une tension plaque et une tension grille écran plus fortes (150 volts au lieu de 120) et une polarisation grille plus élevée en valeur absolue (—6 ou —8 au lieu de —4), soit adopter un circuit d'utilisation de résistance moins élevée, ce qui revient à tracer une droite D « plus verticale » que D', soit encore à mettre en œuvre les deux procédés à la fois.

C'est ainsi qu'un circuit d'utilisation admettant comme droite de charge D, dont l'inclinaison correspond à une résistance du circuit d'utilisation (haut-parleur ou organe de liaison) de 8.000 ohms, permettrait sans déformation notable d'amplifier avec la pentode des oscillations basse fréquence d'une amplitude de 4 volts.

En opérant sur la figure XVI-57-8, qui correspond à 150 volts grille écran et en considérant une polarisation de 7,5 volts et une tension d'anode de 150 volts, on aurait constaté avec la méthode de la droite de charge, que des amplitudes d'attaque de 5 à 6 volts maxima peuvent être amplifiées par la pentode considérée contenant dans son circuit d'anode un haut-parleur ou dispositif de couplage d'une résistance apparente de 10.000 ohms (droite de charge D de la figure XVI-57-8).

Mais il n'a été question, dans ce qui précède, que de l'harmonique 2 et l'on démontre mathématiquement que *dans une pentode c'est l'harmonique 3 qui intervient surtout dans la distorsion*. Il ne suffit donc pas de placer la droite

de charge pour que la limite de $\frac{11}{9}$ soit respectée, car on ne supprime ou

n'atténue ainsi que l'harmonique 2. Il faut surtout que cette droite de charge soit placée de telle manière que la distorsion due à l'harmonique 3 soit le plus faible possible.

Comment reconnaître graphiquement que la distorsion due à l'harmonique 3 est dans les limites acceptables ?

La distorsion due à l'harmonique 3 dans le cas d'une pentode s'écrit :

$$(1) \quad D = \frac{l_1 - l_2}{2(l_1 + 2l_2)}$$

Cette relation est différente dans sa genèse et dans son interprétation de la relation :

$$(2) \quad D = \frac{l_1 - l_2}{2(l_1 + l_2)}$$

rencontrée page 568 à propos de la triode.

En effet, D de la relation (2) est la distorsion due à l'harmonique 2 ; D de la relation (1) est la distorsion due à l'harmonique 3.

Dans la relation (1), l_1 et l_2 ne sont pas les distances telles que $F_2 F_0$ et $F_2 F_4$ de la figure XVI-21-8, F_0 et F_4 étant les points de rencontre de la droite de charge avec les courbes correspondant aux tensions maximum ($U = 0$), et mini-

mum ($U = -4U_1$) de grille, mais les distances F_1F_0 et F_1F_2 de la figure XVI-

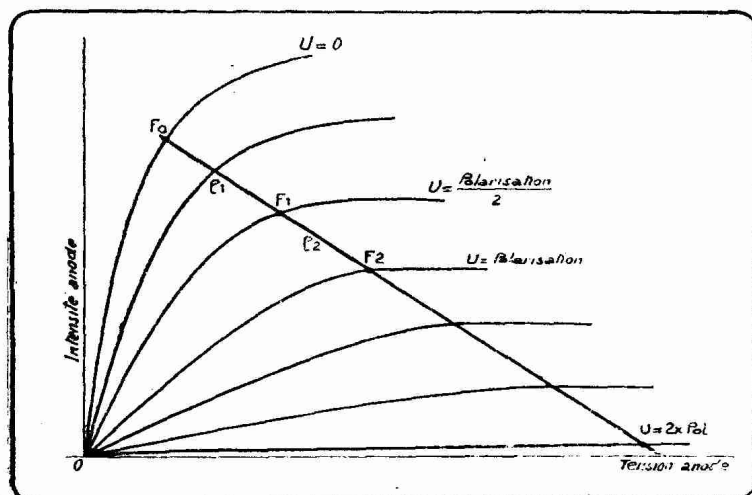


FIG. XVI-57-9. — Définition des quantités l_1 et l_2 entrant dans la relation donnant la distorsion due à l'harmonique 3 dans le cas d'une pentode.

57-9 dans laquelle F_2 est toujours le point de fonctionnement défini par la polarisation grille et F_0 le point correspondant à 0 volt grille, mais où F_1 est le point défini par une tension grille égale à la moitié de la polarisation.

Pour que la distorsion D due à l'harmonique 3 et définie par la relation (1) soit de 5 % au plus,

il faut que le rapport $\frac{l_1}{l_2}$

soit de $\frac{11}{8}$ au plus.

Les considérations qui précèdent nous permettent de donner quelques règles générales qu'il est bon de ne jamais perdre de vue lorsque l'on utilise une pentode de puissance :

1° La pentode de puissance est essentiellement une lampe de sortie. Il faut bien veiller à ne pas la saturer, c'est-à-dire à ne pas lui appliquer des potentiels d'attaque de grille trop élevés.

2° Il serait désastreux de traiter une pentode, au point de vue résistance du circuit de sortie, comme une lampe ordinaire triode, en faisant entrer en ligne de compte sa résistance interne comprise, suivant les types, entre 60.000 et 15.000 ohms. Si l'on monte dans le circuit d'anode d'une pentode de puissance un circuit de sortie de résistance apparente trop élevée (60 000 ohms par exemple), la droite D de la figure XVI-57-8 s'incline vers l'horizontale et va rencontrer la courbe $u = -15$ en des points très éloignés, « en dehors des limites de l'épure » et correspondant à des potentiels instantanés d'anode de l'ordre de 450 ou 550 volts. Non seulement il s'ensuit une distorsion considérable, mais encore la lampe court le danger d'être mise hors d'usage.

En général, les constructeurs de lampes pentodes indiquent l'impédance la plus favorable à insérer dans le circuit d'anode.

Pratiquement cette impédance optimum Z peut être prise égale à :

$$Z = \frac{V_a}{I_a}$$

V_a étant la tension appliquée à l'anode, I_a le courant continu d'anode à cette tension. Prenons le cas de la 6F6 pour laquelle on a : $I_a = 34$ mA pour $V_a = 250$ volts. On a alors :

$$Z = \frac{250}{0,034} = 7.350 \text{ ohms.}$$

Dans ce qui précède, le circuit d'utilisation est considéré comme une résistance pure de valeur constante, quelle que soit la fréquence du courant le traversant. Or, en pratique, ce circuit présente *toujours* de la self-induction et sa résistance apparente ou impédance n'est plus sa résistance en continu R mais l'expression classique : $Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$.

L étant le coefficient de self-induction et ω la pulsation ($2\pi f$) de la fréquence considérée. Comme f varie pratiquement de 80 à 5.000 périodes par

seconde (fréquences acoustiques normalement transmises par les postes de radio-diffusion) on conçoit que Z est loin d'être une constante. Il ne faut donc pas considérer en R une seule droite de charge, mais un *faisceau* de droites de charge comprises entre deux droites extrêmes correspondant, l'une (la plus verticale) à l'impédance pour $f = 80$, l'autre (la plus horizontale) à l'impédance pour $f = 5.000$. Pour toutes les droites du faisceau ainsi formé, il faut que les valeurs $11/9$ et $11/8$ dont il a été question plus haut ne soient pas dépassées par le rapport des deux parties de chaque droite de charge. On obtient une audition pure en réglant convenablement l'amplitude maximum des oscillations appliquées à la première grille (commande de volume). Mais alors, si la pentode n'est pas correctement choisie (au point de vue sensibilité) la puissance risque d'être très réduite.

On se rend compte d'autre part que moins l'impédance du circuit de sortie variera en cours de fonctionnement, meilleure sera la pureté de l'audition.

Un réglage automatique de l'impédance du circuit de sortie (self de sortie, autotransformateur ou transformateur de liaison) s'obtient en montant en parallèle sur ce circuit (self ou primaire du transformateur) une résistance R (fig. XVI-57-12) égale à 1,3 fois l'impédance optimum du circuit plaque conseillée pour la lampe et un condensateur C de 0,05 microfarad. Lorsque la fréquence f de tout à l'heure augmente, le condensateur fixe présente une capacité affaiblie et, la résistance étant ainsi peu à peu introduite en parallèle sur la self, l'impédance de tout le dispositif diminue, tend donc à ne pas s'écarter de sa valeur optimum.

On peut, en utilisant une résistance variable de 0 à 50.000 ohms, mettre en œuvre un dispositif réglant le timbre général des auditions (fig. XVI-57-10). C'est ce que l'on appelle la *commande de timbre*.

La commande de timbre (*tone control* des Anglo-Saxons) est un procédé général qui s'adapte non seulement à la pentode BF mais aussi à la triode BF. Le montage de base est celui de la figure XVI-57-10. Comme certains parasites industriels ou atmosphériques correspondent à des fréquences acoustiques élevées, on peut, par l'intervention d'une commande de timbre, supprimer ces fréquences, donc les parasites. Mais cette suppression des fréquences acoustiques élevées influe évidemment sur la fidélité de l'audition proprement dite, qui prend une « tonalité » grave caractéristique (son de tonneau).

La commande manuelle de timbre est un procédé qui, à juste raison, est critiqué en son principe par de nombreux techniciens.

3° MONTAGE D'UNE PENTODE BF DANS UN ÉTAGE CLASSE A.

Le montage d'une pentode BF de puissance se fait de la manière très simple représentée figure XVI-57-11. Cette figure suppose que la pentode, à chauffage direct, est précédée d'une lampe détectrice dont l'anode seule a été dessinée. Bien entendu, la pentode est montée en classe A. Le dispositif (potentiomètre de 0,5 ou 1 mégohm) monté en parallèle sur le secondaire du transformateur basse fréquence permet d'agir sur l'amplitude des oscillations basse fréquence disponibles à la sortie du transformateur (rapport 1 à 5 suivant les lampes), donc de commander le volume de l'audition. Une telle commande de volume est

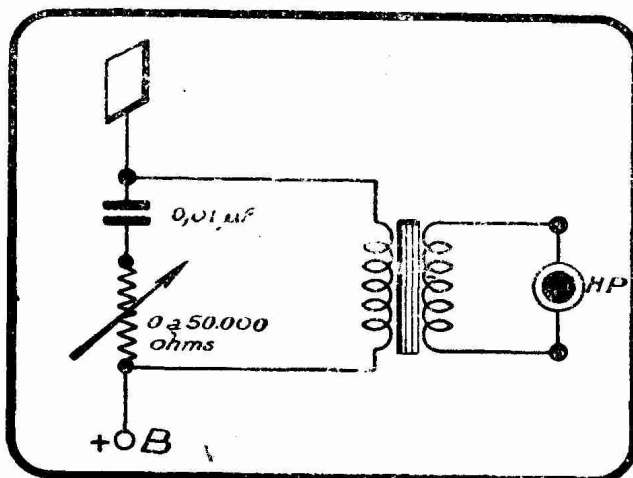


FIG. XVI-57-10. — Montage d'une commande ou correction de timbre dans le circuit d'anode d'une pentode BF. Le transformateur représenté est le transformateur de liaison du haut-parleur HP.

le plus souvent complétée dans les montages modernes par une commande automatique de volume avant détection.

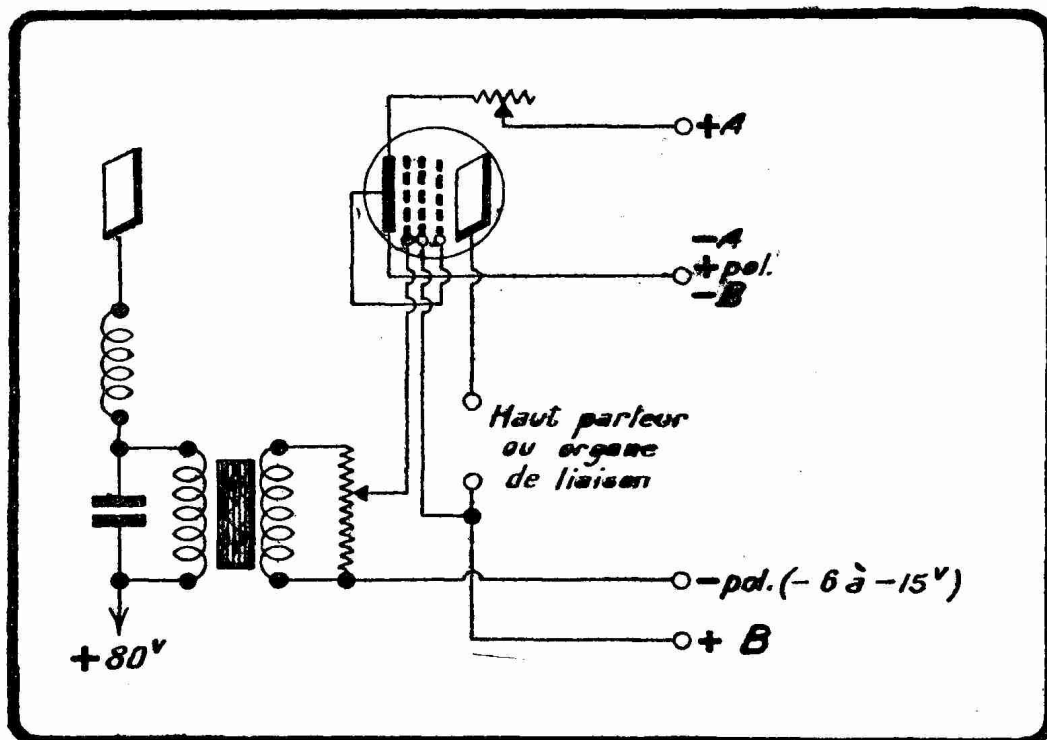


FIG. XVI-57-11. — Montage d'une pentode BF à chauffage direct en amplification de la classe A, attaque par transformateur. Le chauffage peut être fait en alternatif brut et la polarisation peut être obtenue par l'une des méthodes exposées figure XVI-21-4 à propos des triodes. La bobine d'arrêt placée avant le primaire est utile lorsque la lampe précédente est une détectrice.

La seconde (grille « écran ») est en général à la même tension que la plaque. Dans certains types (types à grande puissance) de pentodes BF de puissance, la tension appliquée à la seconde grille doit être un peu inférieure à celle de l'anode.

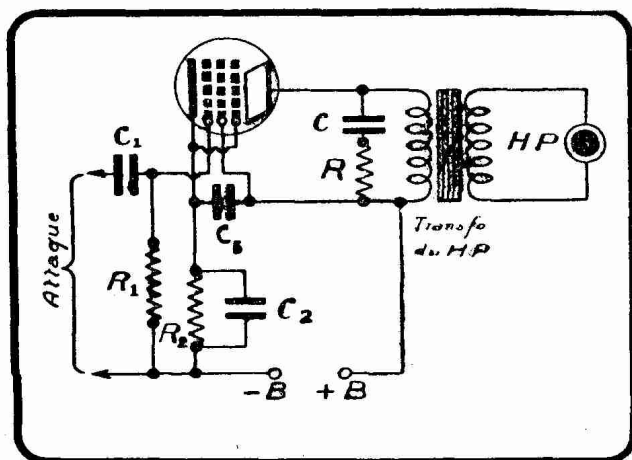


FIG. XVI-57-12. — Montage d'une pentode BF à chauffage indirect en amplificatrice de la classe A. Attaque par résistance-capacité. Lorsque R est réglable, le dispositif RC est dit commande de timbre.

La figure XVI-57-11 représente le montage d'une pentode à chauffage direct attaquée par transformateur.

L'attaque par résistance est souvent préférée et l'on réalise alors le dispositif de la figure XVI-57-12 qui représente une pentode à chauffage indirect.

Dans le cas de la EL3-N Philips, les éléments de la figure XVI-57-12 sont pour une tension B de 250 volts :

$$C_1 = 10.000 \text{ pF.}$$

$$C_2 = 25 \text{ } \mu\text{F}$$

$$C_3 = 1 \text{ } \mu\text{F}$$

$$R_1 = 500.000 \text{ ohms}$$

$$R_2 = 150 \text{ ohms}$$

Nous avons vu que certaines pentodes exigent des potentiels d'attaque de faible amplitude ; c'est pourquoi ces pentodes — et, en particulier, la EL3-N qui donne 4,4 watts modulés pour une attaque de grille d'environ 4 volts efficace — permettent de réaliser un amplificateur phonographique très simple à une seule lampe : il suffit de monter un pick-up ⁽¹⁾ dans la grille de commande et de polariser à la valeur convenable. Le dispositif est représenté figure XVI-57-13.

Si l'on désire utiliser des potentiels d'attaque de plus grande amplitude, fournis par exemple par une amplification de tension, il faut mettre en œuvre une pentode à grande admission grille, lampe de 9 watts comme la EL2 ou la 6F6, de 18 watts comme la EL6, ou de 25 watts comme la 4654 ou l'EL39. Dans le cas de la figure XVI-57-13 il est alors nécessaire d'intercaler entre le pick-up et la pentode un étage amplificateur intermédiaire ou même plusieurs.

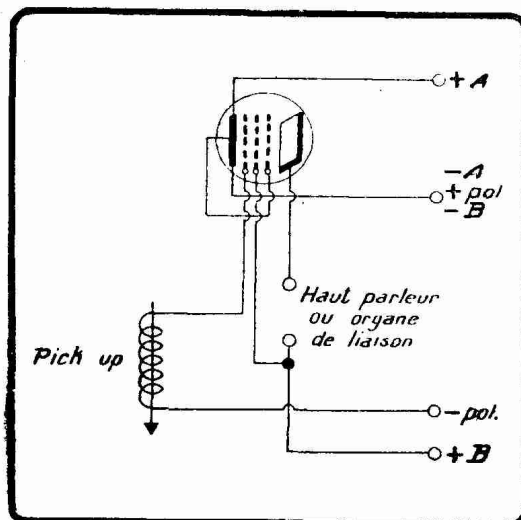


FIG. XVI-57-13. — Attaque d'une pentode BF par un pick-up. En général, un étage d'amplification intermédiaire est nécessaire entre le pick-up et la pentode.

REMARQUES. — I. Il faut éviter de couper le circuit d'anode d'une pentode, l'écran restant sous tension et le filament restant allumé. Une coupure du circuit d'anode peut, dans ces conditions, provoquer le jaillissement d'une étincelle entre filament et écran, ce qui met la lampe hors d'usage par destruction du filament.

II. Les pentodes BF à chauffage indirect sont polarisées par une résistance montée dans la cathode et shuntée par un condensateur électrochimique de 25 à 50 microfarads. On peut les polariser aussi en rendant la grille négative par rapport à la masse.

4° MONTAGE DE PENTODES BF DANS UN ÉTAGE PUSH-PULL :

On peut utiliser deux pentodes BF de puissance à l'équipement d'un étage push-pull qui peut être de la classe A, de la classe AB1 ou AB2, de la classe B1 ou B2. Le fonctionnement relève évidemment du mécanisme général dont nous avons exposé le principe lorsque nous avons étudié les triodes amplificatrices.

En push-pull classe A, la pentode BF n'offre pas un très gros intérêt car le dispositif push-pull n'élimine pas les harmoniques 3 qui prédominent en général dans le résultat de l'amplification fournie par une pentode. En pratique cependant le push-pull pentodes classe A est fort couramment utilisé sous la forme liaison à résistance et déphasage par cathodyne (voir triodes).

En push-pull classe B, la pentode BF n'est intéressante dans la technique de l'amplification de réception T.S.F. que dans le cas de la classe B1, c'est-à-dire dans le cas de la classe B sans courant grille que les techniciens anglais appellent *quiescent push-pull* (QPP). Sous cette forme, le push-pull pentodes a été très employé dans l'amplification de sortie des postes batteries. Il existe des lampes batteries spéciales (doubles pentodes) comme la QP21 qui permettent d'atteindre 1 watt modulé pour 150 volts anode et un courant *en service* (c'est-à-dire oscillation BF appliquée à la grille de commande de chaque lampe) de 12 mA seulement. Outre l'excellent rendement en BF, le QPP a l'avantage, en conséquence, d'économiser considérablement le courant délivré par la batterie d'anode, qui ne débite que proportionnellement à l'amplitude de la modulation. C'est là un avantage précieux dans un poste récepteur alimenté par des batteries de piles.

Dans le cas de la classe B2 (classe B avec courant grille), la pentode n'offre aucun avantage de rendement sur les triodes ; aussi utilise-t-on dans la pratique du push-pull classe B2 les triodes, soit des triodes de puissance classiques, soit

(1) Le pick-up donne des courants basse fréquence dont l'amplitude est comprise, suivant les types, entre 1 et 5 volts. Il peut être branché directement dans la grille de commande si le fil qui le relie à cette grille n'est pas trop long.

des triodes à polarisation nulle ; ces dernières sont d'ailleurs réalisées souvent avec des pentodes ou tétrodes (46) dont on relie certaines électrodes.

Un domaine particulièrement intéressant d'application de la pentode BF de puissance est le push-pull classe AB, et spécialement, pour la simplicité de son attaque, le push-pull classe AB1.

La polarisation nécessaire au fonctionnement de la pentode en classe AB1 ou indépendante (redresseur spécial auquel on confie quelquefois en même temps l'excitation du haut-parleur électrodynamique). Nous avons déjà écrit pareille chose lorsque nous avons étudié la classe AB à propos de la triode.

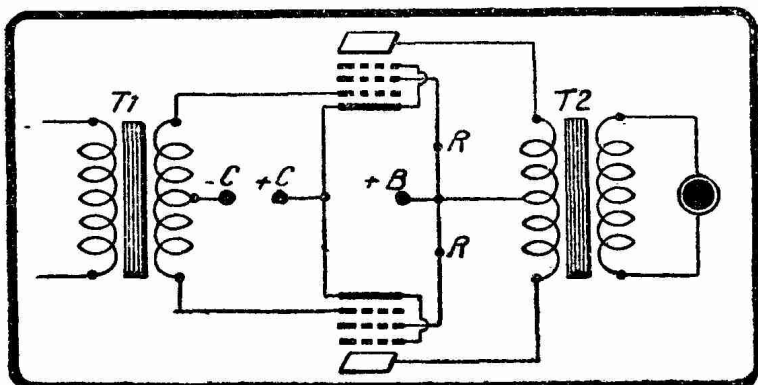


FIG. XVI-57-14. — Etage amplificateur de puissance push-pull pentodes. La polarisation C conditionne la classe de fonctionnement de l'étage.

shuntée éventuellement par un condensateur de 25 μ F et on relie — C à la masse. Dans le cas d'une polarisation indépendante, on applique la tension de polarisation C entre — C et + C et on relie + C à la masse.

Une autre lampe pentode qui convient fort bien à l'amplification push-pull classe AB1 suivant la figure XVI-57-14 est la 6F6 tout métal, ainsi que ses lampes analogues la 42 (américaine verre classique), la 2A5 et la 6F6G (6F6 verre à culot octal). La seule modification à faire est de monter en R des résistances de 30.000 ohms découplées à la masse par des condensateurs de 2 μ F : la tension d'écran est inférieure à la tension d'anode.

Les caractéristiques de service de deux 6F6 en push-pull classe AB1 sont :

	POLARISATION INDÉPENDANTE	POLARISATION AUTOMATIQUE
Tension d'anode	375 volts	375 volts
Tension d'écran	250 volts	250 volts
Polarisation de grille	— 26 volts	—
Résistance de cathode	—	340 ohms
Courant d'anode au repos	2 fois 17 mA	2 fois 27 mA
Courant écran au repos	2 fois 2,5 mA	2 fois 4 mA
Impédance plaque à plaque	10.00 ohms	10.000 ohms
Puissance modulée	19 watts	19 watts
Distorsion totale	5 %	5 %

On attaque T_1 par une triode, par exemple par une 6F6 montée en triode (grille 2 réunie à l'anode) et polarisée à — 20 volts. L'impédance du primaire de T_1 sera alors au moins de 10.000 ohms et le rapport de T_1

$\left(\frac{\text{totalité secondaire}}{\text{primaire}} \right)$ de 6,64 pour la polarisation indépendante et de 5 pour la polarisation fixe.

5° RENDEMENT ET SENSIBILITÉ D'UNE PENTODE BF :

Le rendement d'une pentode, c'est-à-dire le rapport $\frac{P_m}{P_p}$ de la puissance modulée P_m à la puissance P_p fournie par l'anode, est très élevé. Les rendements théoriques maxima d'une pentode BF sont de 50 % en classe A et de 78,5 % push-pull classe B qu'il y ait ou non courant grille. Le rendement d'une triode montée en classe A varie entre 16 et 25 %...

Le rendement d'une pentode montée en classe A est en moyenne supérieur de 75 % à celui de la triode fournissant la même puissance modulée maximum. Cela veut dire que pour atteindre une puissance modulée donnée, la puissance alimentation totale (filament, plaque et écran) devra être moins forte que celle qu'exige la triode. Les pentodes sont donc avantageuses, en général, dans toutes les installations où l'on vise à l'économie.

La triode ne « rattrape », au point de vue rendement, la pentode que dans l'emploi en push-pull classe B avec courant grille où le rendement est de 78,5 % pour la triode et pour la pentode.

Aussi en push-pull classe B2 n'emploie-t-on que la triode (exemple la double triode 6N7 pour classe B2 des postes récepteurs batteries et la double triode 6N7 à polarisation nulle qui donne 10 watts modulés pour 300 volts anode).

Le tableau ci-dessous résume les rendements théoriques maxima des triodes et des pentodes dans les diverses circonstances d'emploi.

	CLASSE A	CLASSE B1	CLASSE B2
Triode	25 %	39,3 %	78,5 %
Pentode	50 %	78,5 %	78,5 %

La sensibilité (rapport $\frac{P_m}{U_{eff}^2}$ défini page 570) d'une pentode BF est de 9 fois supérieure à celle de la triode fournissant la même puissance modulée.

Donc, pour obtenir la même puissance modulée, les amplitudes d'attaque de la grille de la pentode ne sont que les 33 % des amplitudes d'attaque de la grille de la triode. Il en résulte : 1° que l'amplification préalable a besoin d'être moins poussée dans le cas de la pentode ; dans beaucoup de circonstances, une pentode peut être attaquée directement par la détectrice ou le pick-up ; en tout état de cause, il n'y a jamais à envisager qu'un seul étage intermédiaire, sauf dans le cas de pentodes de très grande puissance ; 2° que la polarisation grille de la pentode n'a besoin que d'être les 33 % environ de celle exigée par la triode, ce qui est d'un grand intérêt pratique.

6° CONCLUSION :

Dès son apparition, la pentode a trouvé d'ardents propagandistes et des adversaires irréductibles. S'il est vrai qu'elle exige des soins spéciaux dans le couplage du haut-parleur, ses avantages n'en sont pas moins réels et importants.

Certaines pentodes BF récentes présentent des sensibilités remarquables qui permettent de faire l'économie d'une lampe amplificatrice de tension entre la détection (généralement diode) et l'étage de sortie, autrement dit permettent d'attaquer directement l'étage de sortie par la détection.

On a accusé la pentode de donner des auditions déformées dans lesquelles les notes élevées sont par trop mises en évidence. Nous avons donné figure XVI-57-10 le moyen de remédier à ce défaut.

§ 58. — Pentodes haute fréquence.

Les pentodes HF ont fait leur apparition presque simultanément en Europe et aux Etats-Unis pendant la saison 1932-1933.

Actuellement, elles ont complètement remplacé la tétrode à écran dans la technique de l'amplification haute et moyenne fréquence, sauf dans le domaine de la lampe batteries où la tétrode à écran existe encore dans quelques types.

La première pentode HIF offerte aux techniciens français a été la E 446

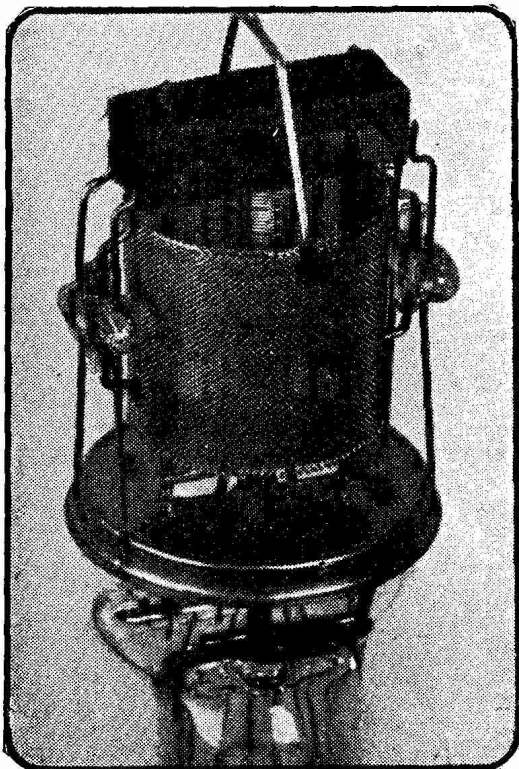


FIG. XVI-58-1. — *Vue intérieure de la pentode Philips E446. Remarquer l'anode en treillis.*

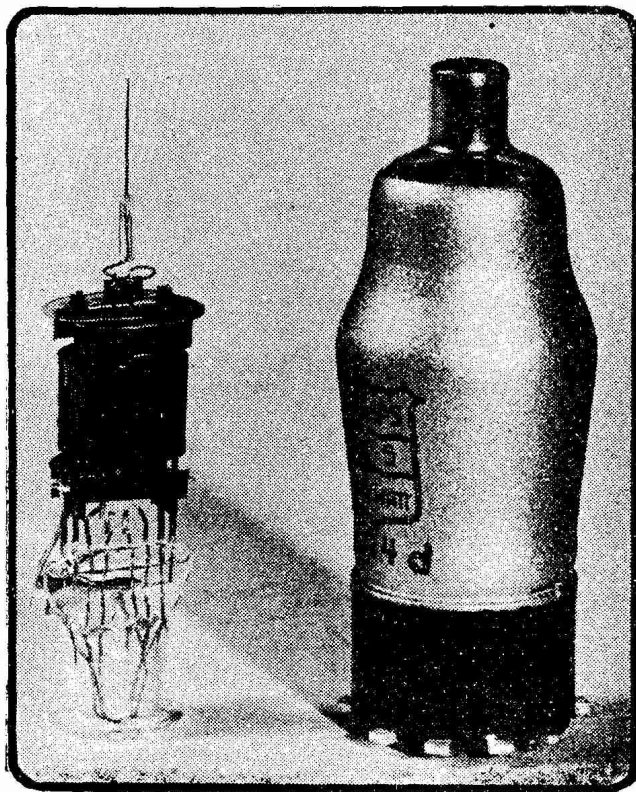


FIG. XVI-58-2. — *Une pentode moderne, la EF5-EF6.*

Philips, lampe à chauffage indirect, dont la figure XVI-58-1 représente la disposition intérieure.

Cette pentode marqua une date dans l'histoire de la technique radioélectrique. Elle comporte cinq électrodes :

- 1° la cathode ;
- 2° la première grille ;
- 3° la seconde grille ;
- 4° la troisième grille ;
- 5° l'anode.

On remarquera que l'effet d'écran électrostatique est accompli ici par la troisième grille, celle qui est reliée à la cathode à l'intérieur de l'ampoule, par conséquent non indépendamment accessible de l'extérieur. La seconde grille, celle sur laquelle on applique la tension « d'écran », ne joue donc plus en réalité que le rôle de multiplicatrice de coefficient d'amplification, le rôle électrostatique étant confié à la troisième grille.

La capacité grille anode de la E446 est très faible : 0,002 pF. Une telle capacité correspond à une capacitance très grande (1.300.000 ohms) pour des fréquences aussi élevées que 6.000 kc/s (50 mètres). La pentode HF est une remarquable amplificatrice d'ondes courtes.

Extérieurement, la pentode E 446 se présente donc comme une tétrode européenne à chauffage indirect. Elle est interchangeable avec une telle tétrode.

Beaucoup de pentodes HF européennes et américaines sont à *troisième grille indépendante de la cathode*. Ces pentodes sont évidemment susceptibles d'une gamme d'applications plus riche que les précédentes. En particulier, en appliquant à la troisième grille une tension négative, on peut faire varier, dans de grandes proportions, la résistance cathode anode.

Parmi ces lampes pentodes HF modernes il faut citer : la MSP4 Gecovalve, la EF6 Philips rouge, la 6J7 américaine métallique et la 6SJ7 ainsi que toutes les lampes similaires.

Le culot de la EF6 Philips est le culot P que nous avons rencontré figure XVI-14-9. Les ergots 2 et 3 correspondent à l'élément chauffant, l'ergot 1 à la cathode, l'ergot 5 à l'anode, l'ergot 8 à la grille de suppression (grille 3), l'ergot 6 à la grille écran (grille 2), le téton du sommet de l'ampoule à la grille de commande (grille 1), l'ergot 4 à la métallisation.

Le culot de la 6J7 est le culot octal. Les broches 2 et 7 correspondent à l'élément chauffant, la broche 8 à la cathode, la broche 3 à l'anode, la broche 5 à la grille 3, la broche 4 à la grille 2, le téton du sommet de l'ampoule à la grille de commande et la broche 1 au blindage de la lampe (« ampoule » métallique).

Les pentodes HF que nous venons de signaler s'utilisent en amplificatrices HF, en détectrices ou amplificatrices BF de tension à la manière d'une tétrode à écran, la seule différence consistant dans la présence de la troisième grille qui est réunie à la cathode dans la lampe elle-même (EF41) ou extérieurement par les soins de l'utilisateur, lorsque, bien entendu, le schéma réalisé exige cette réunion ⁽¹⁾.

Les principaux montages amplificateurs HF réalisables avec les pentodes HF correspondent exactement aux figures XVI-50-21 à XVI-50-24, données à propos de la tétrode à écran. Les dispositions les plus recommandables sont celles qui comportent un circuit d'anode accordé.

La résistance interne considérable ⁽²⁾ des pentodes HF donne des amplifications plus grandes et des coefficients de surtension effectifs supérieurs à ceux que l'on obtient avec des tétrodes à écran.

La figure XVI-58-3 donne la manière de monter une pentode HF en

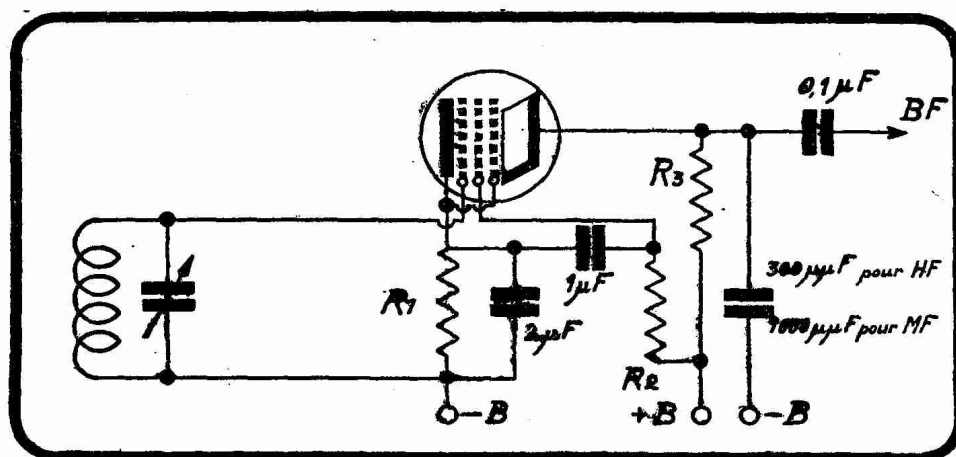


FIG. XVI-58-3. — Montage d'une pentode HF en détectrice par l'anode :

Pour une EF6 : $R_1 = 8.000\text{ ohms}$, $R_2 = 100.000\text{ ohms}$,
 $R_3 = 100.000\text{ ohms}$.

Pour une 6J7 ou 6SJ7 : $R_1 = 4.000\text{ ohms}$,
 $R_2 = 200.000\text{ ohms}$, $R_3 = 250.000\text{ ohms}$.

détectrice par l'anode. Cette disposition donne une sensibilité au moins égale à la détection par la grille dans le cas de la triode.

(1) Souvent on branche la grille 3 à la masse du récepteur (châssis relié d'ordinaire au -B).

(2) Une pentode HF à résistance interne très inférieure au mégohm n'offre pratiquement aucun intérêt.

Avec une pentode, il est possible de faire varier la tension écran dans d'assez larges limites sans craindre, comme dans le cas d'une tétrode, que lorsque la tension instantanée de l'anode devient inférieure à celle de l'écran, le courant inverse d'anode apparaisse. Cette possibilité de grande variation de la tension d'écran permet de faire varier largement l'admission grille de la pentode et de considérer ce type de lampe comme une détectrice par l'anode pratiquement insaturable.

On peut également utiliser une pentode HIF en détectrice par la grille. La figure XVI-58-4 représente un montage de ce genre.

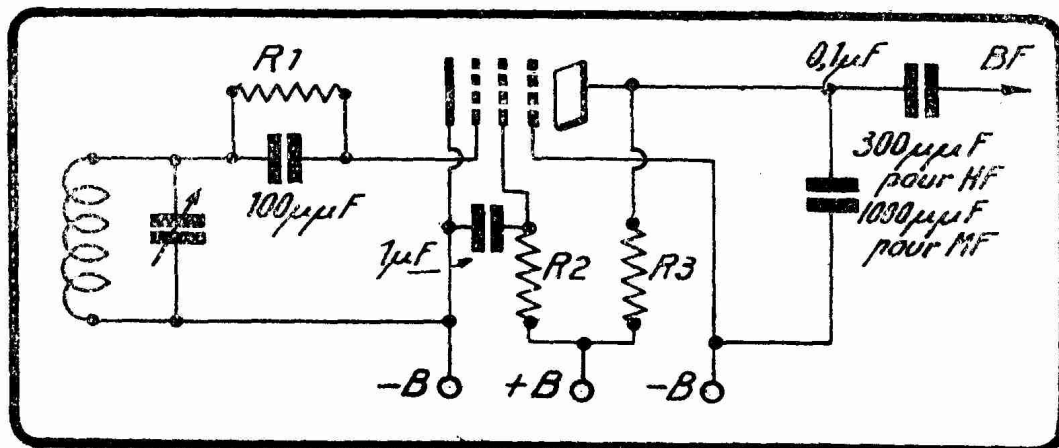


FIG. XVI-58-4. — Montage d'une pentode HF en détectrice par la grille. Dans le cas d'une EF6 on a $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$, $R_2 = 0,5 \text{ M}\Omega$, $R_3 = 0,2 \text{ M}\Omega$.

Lorsque l'on utilise une pentode HF en amplificatrice BF de tension, on réalise un couplage par résistances et capacité. La résistance insérée dans l'anode varie de 100.000 à 350.000 ohms, suivant les lampes.

Ces valeurs ainsi que celles de la résistance de cathode sont données par le constructeur de la lampe considérée.

La figure XVI-58-5, très employée en pratique, donne un exemple d'appli-

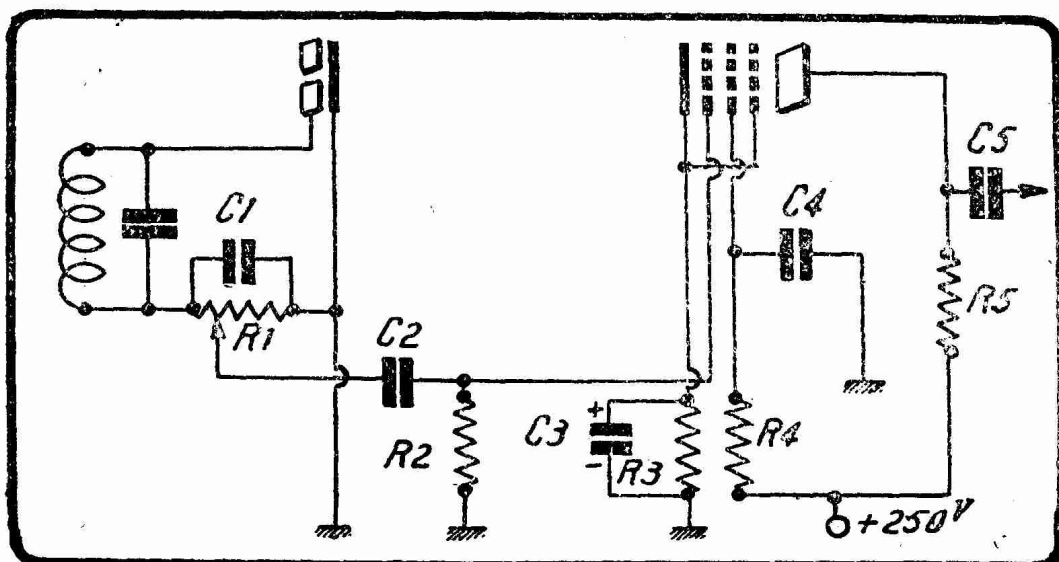


FIG. XVI-58-5. — Montage d'une pentode en amplificatrice BF de tension à la sortie d'une détection diode. Si la diode est une EB4 et la pentode une EF6, on a : $R_1 = 0,5 \text{ M}\Omega$ (potentiomètre), $R_2 = 1,5 \text{ M}\Omega$, $R_3 = 4.000 \text{ ohms}$, $R_4 = 0,8 \text{ M}\Omega$ et $R_5 = 320.000 \text{ ohms}$, $C_1 = 100 \text{ pF}$, $C_2 = 10.000 \text{ pF}$, $C_3 = 25 \text{ μF}$ (électrochimique), $C_4 = 0,5 \text{ μF}$, $C_5 = 10.000 \text{ pF}$.

cation de la pentode à pente fixe en amplificatrice BF de tension à la sortie d'une détection diode.

De même que l'on obtient une lampe à écran à pente variable en disposant une grille de commande à pas variable ou à coupure, il est également possible d'obtenir, par des procédés analogues, une *pentode HF à pente variable* qui présente par rapport à la pentode HF ordinaire les mêmes avantages et particularités que la tétrode à pente variable par rapport à la tétrode ordinaire.

Le fait de remplacer, dans la lampe que l'on désire transformer en lampe à pente variable, la grille à pas régulier par une grille à pas variable ou à coupures, tend à diminuer la résistance interne de la lampe. Cette diminution a d'autant moins d'importance que la lampe sur laquelle on opère cette transformation présente une résistance interne plus forte. C'est ce qui se produit dans le cas de la pentode HF à pente variable dont la résistance interne conserve, malgré la présence de « trous » dans la grille, une valeur suffisamment élevée pour que la sélectivité soit pratiquement identique à celle que l'on obtient avec une pentode à pente fixe.

Il existe de nombreuses pentodes à pente variable que l'on utilise à l'amplification avant détection (amplification HF et MF). Les plus employées sont, dans le type européen, l'EF5 et l'EF9, dans le type américain, la 6K7, la 6SK7 ainsi que les pentodes des nouvelles séries Rimlock-Médium : EF41 et EAF41.

La figure XVI-58-6 donne tous les renseignements nécessaires sur la manière de monter une pentode à pente variable avec une commande manuelle de la polarisation grille, laquelle polarisation grille agit sur la pente de la lampe, donc sur la sensibilité de l'étage qu'équipe cette lampe.

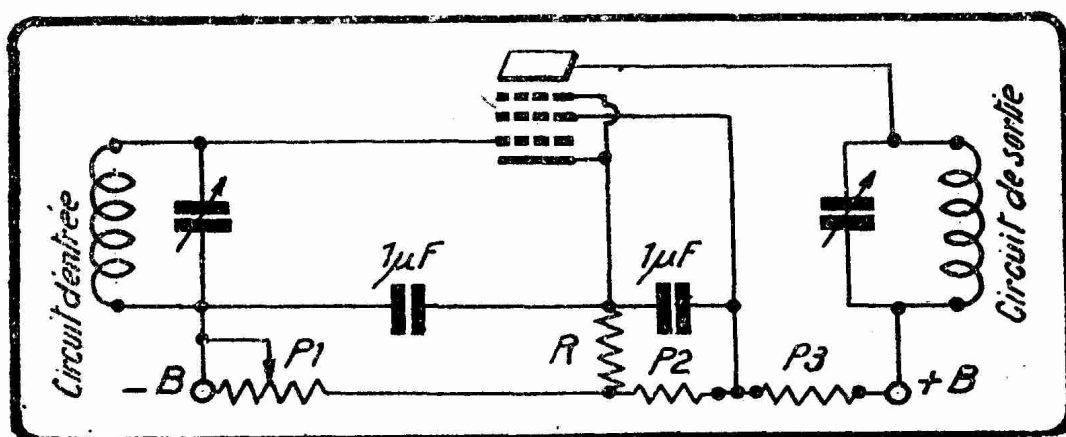


FIG. XVI-58-6. — Montage d'une pentode à pente variable dans un étage amplificateur HF ou MF à réglage manuel (par P_1) d'amplification. Pour une EF9 on a $P_1 = 5.000\text{ ohms}$, $P_2 = 25.000\text{ ohms}$, $P_3 = 20.000\text{ ohms}$, $R = 300\text{ ohms}$.

Pour une EF5 on a $P_1 = 20.000\text{ ohms}$, $P_2 = 32.000\text{ ohms}$, $P_3 = 50.000\text{ ohms}$, $R = 320\text{ ohms}$.

On remarquera que la disposition des résistances R , P_1 , P_2 , P_3 de la figure XVI-58-6 est identique à celle des résistances correspondantes de la figure XVI-54-4 donnée, page 738, à l'occasion de la tétrode à écran à pente variable.

Bien entendu, si on le désire, on peut adopter pour la pentode à pente variable la disposition de la figure XVI-54-1.

Il est instructif de dresser à larges traits (en manière de résumé) un parallèle entre la pentode HF et la tétrode à écran.

Le premier avantage de la pentode HF est de présenter une résistance interne très grande qui augmente la sélectivité des montages sur lesquels elle est appelée à remplacer une tétrode à écran.

Le second avantage de la pentode HF est la possibilité d'obtenir par elle une tension amplifiée plus élevée que dans le cas d'une tétrode à écran. Il n'y a plus de coudes dans la caractéristique tension anode-courant anode et la valeur instantanée de la tension alternative HF qui prend naissance aux bornes du circuit inséré dans l'anode peut atteindre la tension de la source anodique. Autrement dit, l'anode peut atteindre une tension très faible, nettement inférieure à la tension fixe d'écran.

Cette tension d'écran n'a d'autre part pas besoin d'être fixée avec une grande précision ; elle n'est pratiquement limitée que par les possibilités de dissipation de l'écran ; en particulier, dans le cas des pentodes HF alimentées sous 100 volts anode ⁽¹⁾, la tension d'écran peut être prise égale à la tension d'anode, ce qui simplifie grandement la mise en œuvre de la lampe.

Bien entendu, une telle augmentation de la tension amplifiée ne peut s'obtenir, avec une pentode HF de même pente qu'une tétrode à écran prise comme comparaison, qu'en augmentant la tension alternative d'attaque de la grille de commande ou en augmentant l'impédance du circuit d'anode.

Par contre, dans un récepteur où la tension anodique est limitée (poste batteries), l'emploi de la pentode HF accompagné de judicieuses dispositions de montage est extrêmement intéressant puisqu'il permet d'obtenir des rendements élevés avant détection.

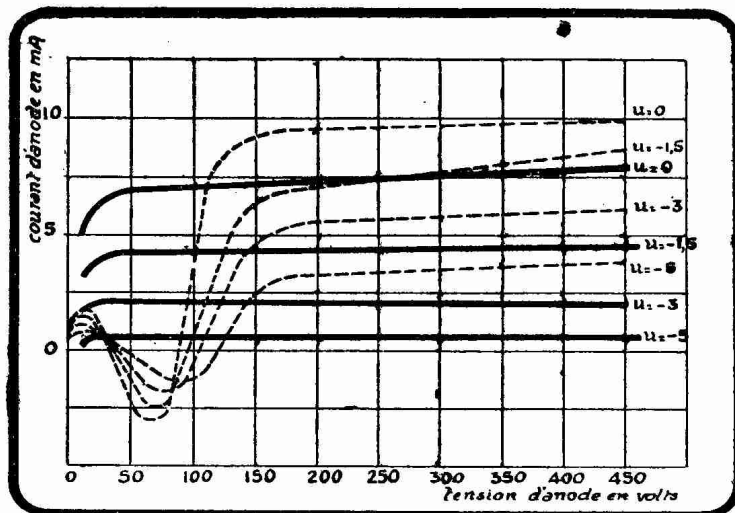


FIG. XVI-58-7. — Courbes caractéristiques tension anode-courant anode comparées de la pentode HF 6J7 (gros traits) et de la tétrode à écran 24 (pointillés).

à écran sont clairement concrétisés par les courbes tension anode-courant anode comparées des figures XVI-58-7 et XVI-58-8. Figure XVI-58-7 les courbes en

Le troisième avantage de la pentode HF sur la tétrode à écran est la constance du courant d'écran. Dans les tétrodes à écran, on observe souvent, du fait de l'anode, une résistance cathode-écran négative (voir figure XVI-50-17) qui bouleverse les conditions de fonctionnement de la lampe. Dans une pentode HF la résistance cathode-écran ne peut changer de signe ; elle est essentiellement et constamment positive. C'est là un avantage capital de la lampe pentode HF sur la lampe tétrode à écran.

Les avantages de la pentode HF sur la tétrode

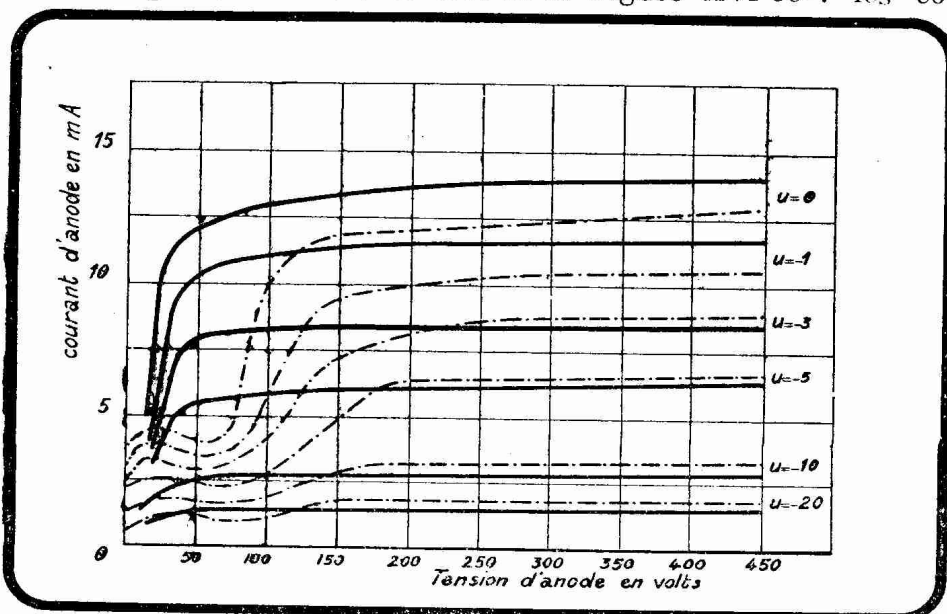


FIG. XVI-58-8. — Courbes caractéristiques tension anode-courant anode comparées de la pentode HF à pente variable 6U7 ou 6D6 (gros traits) et de la tétrode à écran à pente variable 35 (traits mixtes).

(1) Cas des montages « tous courants ».

trait plein correspondent à une pentode HF à pente fixe et celles en pointillé à une tétrode à écran à pente fixe. Figure XVI-58-8 les courbes en trait plein correspondent à une pentode HF à pente variable et les courbes en trait mixte

Type	Marque ou origine	Chauffage		Tension d'anode en volts	Tension d'écran en volts	Polarisation normale N de grille en volts	Polarisation minimum de grille en volts	Pente maximum en mA/V	Pente normale en mA/V	Pente minimum en mA/V	Capacité grille-anode en picofarads	k	ρ en $M\Omega$
		Volts	Ampère										
E446	Philips	4	1,1	200	100	— 2			2,5		0,002	5.000	2
E447	Philips	4	1,1	200	100	— 2	- 35	2		0,005	0,002	2.000	1 (1)
AF2	Philips	4	1,1	200	100	— 2	- 20	3,2		0,005	0,002	3.500	1,4 (1)
AF3	Philips	4	0,65	250	100	— 3	- 50	1,9		0,002	0,003		0,8 (1)
AF7	Philips	4	0,65	250	100	— 2			2,1		0,003	4.500	1,5
EF5	Philips	6,3	0,2	250	85	— 2	- 45	1,85		0,002	<0,003		1,2 (1)
EF6	Philips	6,3	0,2	250	100	— 2			2		<0,003	5.000	2,5
6C6 6J7	USA	6,3	0,3	250	100	— 3			1,225		0,01 0,005	> 1.500	> 1,5
6K7	USA	6,3	0,3	25	100	— 3	- 42,5	1,45		0,002	0,005	1.160	0,8
MSP4	Geco- valve	4	1	200	100	0 à - 3			4		0,013		
VMP4G	Geco- valve	4	1	250	100	— 2	- 20	2,7		0,010	0,0026		
EF9	Philips	6,3	0,2	250	100	— 2,5	- 55		— 2,2	0,002	<0,003	2.750	1,25
KF3	Philips	2	0,045	135	135	— 0,5	- 15	0,65		< 0,002	<0,006	850	1,3
KF4	Philips	2	0,065	135	135	— 0,5			0,8		<0,006	800	1

(1) Cette valeur correspond à la pente maximum. Pour la pente minimum, $\rho = 10 M\Omega$.

à une tétrode à écran à pente variable. Les parties pratiquement horizontales dominant nettement dans les caractéristiques de la pentode : les conditions idéales de la figure XVI-57-3 sont approchées de bien près.

Il est difficile de trouver un véritable désavantage de la pentode HF.

Il faut signaler cependant que la capacité anode-grille de commande est habituellement un peu plus élevée dans une pentode que dans une tétrode.

Cette capacité, qui a une influence nuisible dans certaines circonstances d'emploi de la pentode ⁽¹⁾, peut être diminuée en faisant usage d'une pentode HF à ampoule métallisée. Mais il faut que la métallisation soit au potentiel de la masse du châssis et non à celui de la cathode, laquelle, dans certains montages ⁽²⁾, présente dans son circuit un bobinage et se trouve donc portée à un potentiel HF différent de zéro par rapport à la masse.

C'est pourquoi certains constructeurs (RCA, Philips) imitant l'exemple des Anglais ont réalisé des pentodes HF dans lesquelles non seulement les trois grilles sont accessibles de manière indépendante, mais encore dans lesquelles la métallisation de l'ampoule correspond à une broche spéciale du culot et ne se trouve pas reliée à demeure à la cathode à l'intérieur de la lampe. C'est le gros avantage des pentodes métalliques de présenter une capacité anode-grille faible.

Le tableau de la page 763 donne les caractéristiques de plusieurs pentodes HF. Toutes ces lampes sont à chauffage indirect, sauf les deux dernières qui sont des lampes batteries.

En 1939 a été créée la 6M7, qui est une pentode à pente variable *européenne* à culot octal américain. Cette lampe est encore utilisée actuellement (1948), ainsi que la 6H8, double diode-pentode à pente variable.

Dans la série Rimlock, nous signalerons la pentode tous courants UF41 et la diode-pentode UAF41.

Le tableau ci-dessous donne les caractéristiques de ces lampes, ainsi que celles de la EBF2, analogue à la 6H8, mais avec culot transcontinental.

TYPE	6M7	UF41	UAF41	6H8	EBF2	EF41	EAF41
Culot	octal	Rimlock	Rimlock	octal	P trans-contin.	Rimlock	Rimlock
Vf	V 6,3	12,6	12,6	6,3	6,3	6,3	6,3
If	A 0,3	0,1	0,1	0,3	0,2	0,2	0,2
Vp	V 250	100-200	100-200	250	250	250	250
Ip	mA 10,5	3,3-7,2	2,8 à 6	8,5	5	6	5
V écran	V 125	—	—	125	100	—	—
I écran	mA 2,8	1 à 2,1	0,9 à 1,9	2,6	2	1,7	1,6
Pente	mA/V 3,4	1,9 à 2,3	1,6 à 1,9	2,4	1,1	2,2	1,8
Résist. interne .	MΩ 0,9	0,8 à 1	1 à 1,3	0,65	0,65	1	1,2
Résistance série écran	75 env. kΩ	40	44	75 à 100	env. 100	90	95
Résist. cathodique	Ω 300 à 400	325	200	300 à 400	env. 400	325	300

En 1935, la R.C.A. a créé la 954, pentode spéciale (acorn-type) pour amplification HF des ondes comprises entre 0,7 et 5 mètres. Elle donne un gain d'amplification de 3 sur l'onde de 1 mètre de longueur. C'est l'amplificatrice correspondant à la détectrice-oscillatrice 955 dont nous avons parlé dans les paragraphes consacrés à la triode.

(1) Pentode HF montée devant un changement de fréquence ondes courtes ; certains constructeurs de postes utilisaient jadis, pour cette raison, une tétrode à écran au lieu d'une pentode en préamplification HF.

(2) Pentode HF montée en oscillatrice-modulatrice, autrement dit en changeuse de fréquence.

La tension de chauffage est de 6,3 volts 0,15 ampère ; la tension d'anode de 250 volts, la tension d'écran de 100 volts ; dans ces conditions on a $S = 1,4 \text{ mA/V}$, $k = 2.000$, $\rho = 1,5 \text{ M}\Omega$. D'autres lampes « acorn » existent également : 956, 957, etc.

§ 59. — La pentode et la fonction oscillatrice.

La pentode amplifiante peut évidemment osciller. Cependant lorsqu'il s'agit d'obtenir des oscillations entretenues, sans intervention d'autre mécanisme (détection ou modulation, par exemple) dans la lampe, on préfère, en général, comme nous l'avons dit à propos de la tétrode, faire emploi de la triode. Néanmoins, les schémas XVI-51-1 à XVI-51-4 donnés pour la tétrode, sont applicables à la pentode HF. La troisième grille est dans la plupart de ces applications purement et simplement reliée au $-B$ (masse). Il faut, bien entendu, disposer pour cette application de pentodes dont les trois grilles sont indépendamment accessibles.

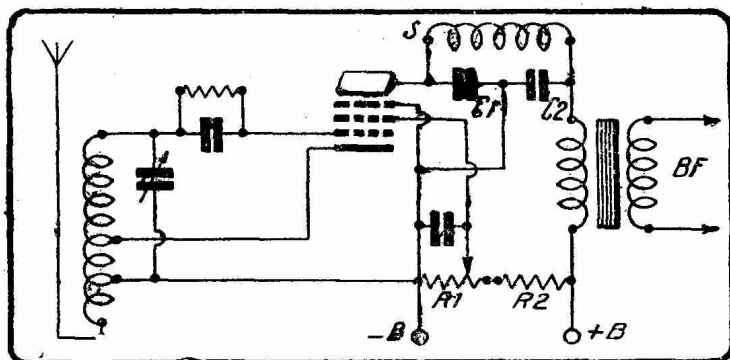


FIG. XVI-59-1. — Pentode HF montée en détectrice à réaction. L'accrochage s'obtient en agissant sur la tension de l'écran (2^e grille). Le condensateur shunté de grille est de 100 pF — 5 MΩ. En admettant que la lampe soit une 6J7 ou une EF6 on prend $R_1 = 50.000$ ohms et $R_2 = 25.000$ ohms.

La figure XVI-59-1 représente une *détectrice à réaction* qui donne avec une pentode HF à pente fixe d'excellents résultats, sur ondes courtes plus spécialement. Dans sa partie « oscillation », ce schéma correspond très exactement à la figure XVI-51-1 donnée à propos de la tétrode. Le dispositif SC_1C_2 est un filtre HF destiné à empêcher le passage de la HF vers la partie BF. L'accrochage s'obtient par manipulation du curseur du potentiomètre R_1 qui fait varier la tension d'écran.

Dans la pratique du changement de fréquence, mode de réception qui

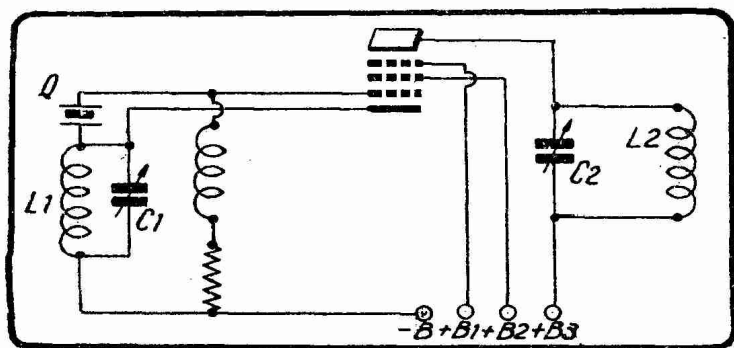


FIG. XVI-59-2. — Montage « tri-tet » avec pentode commandée par quartz. L_2C_2 peut être accordé sur une fréquence harmonique de L_1C_1 .

exige la disposition d'oscillations entretenues localement produites, on s'efforce, dans un but d'économie, de place et d'argent, de faire naître les oscillations dans une lampe attaquée par ailleurs par les oscillations incidentes (signaux à recevoir et dont on désire changer la fréquence).

Nous verrons, dans le chapitre consacré à cette méthode de réception les schémas spéciaux utilisant des pentodes qu'il est possible, dans cet ordre d'idées, de mettre en œuvre.

Certains techniciens préconisent la pentode (et on emploie alors souvent une pentode de puissance) comme lampe commandée par quartz dans les montages du type « master oscillator ». Les schémas sont, en leur principe, analogues à ceux rencontrés dans le chapitre consacré à la triode oscillatrice (en particulier figure XVI-32-4).

A signaler aussi le montage oscillateur « tri-tet » dans lequel la grille d'une pentode comporte le quartz, sa cathode un circuit oscillant et son anode un circuit oscillant mettant en évidence les oscillations ou un harmonique des oscillations créées par le quartz (figure XVI-59-2).

§ 60. — La tétrode à concentration électronique 6L6.

I. — ETAT DE LA TECHNIQUE DE L'AMPLIFICATION BF DE PUISSANCE AVANT LA CRÉATION DE LA 6L6.

Il est très intéressant de suivre la technique de l'amplification BF de puissance depuis les débuts de la réception radiophonique.

Les premières lampes de puissance étaient des triodes, construites de manière à présenter une faible résistance interne et une forte pente, ce qui impliquait automatiquement un faible coefficient d'amplification et, en conséquence, une faible sensibilité.

De telles lampes furent, et sont encore, employées soit dans des étages simples, soit dans des étages push-pull, en classe A1, c'est-à-dire dans des conditions telles que le courant moyen d'anode ne varie pas de manière appréciable avec l'amplitude du signal d'attaque, et que les alternances les moins négatives de ce signal ne déclenchent jamais de courant dans la ou les grilles. Des triodes du type considéré utilisées dans les conditions ci-dessus, produisent une distorsion extrêmement réduite. Cette distorsion est due principalement aux harmoniques 2, et l'on sait que les harmoniques de ce rang sont les moins gênants. D'ailleurs, le dispositif push-pull supprime par annulation ces harmoniques 2. C'est pourquoi, au point de vue de la distorsion, la triode montée en classe A1 réalise pratiquement l'idéal. Cependant, comme tous les techniciens le savent, il est rare qu'un dispositif soit idéal à tous les points de vue et les triodes classe A1 n'échappent pas à cette règle : la triode exige de fortes amplitudes d'attaque et la puissance modulée qu'elle donne correspond par rapport à la puissance du courant continu d'anode, à un rendement plutôt médiocre, dont le maximum théorique est de 25 %. La cause de ce mauvais rendement est que l'amplitude des variations du courant d'anode est limitée du fait que les maxima de ce courant se produisent pour des tensions instantanées d'anode faibles auxquelles correspond une faible pente de la lampe.

Malgré ces inconvénients, les triodes montées en classe A1 étaient parfaitement acceptables là où le faible rendement n'était pas un obstacle sérieux et tant que la puissance modulée exigée restait dans des limites modestes. Mais, en 1930, la tendance vers une augmentation de la puissance modulée prit naissance : elle était due au désir de mettre davantage en évidence les basses et à l'obligation où l'on se trouvait de surmonter le très faible rendement des haut-parleurs électrodynamiques commerciaux. Il devenait en conséquence indispensable de disposer de lampes de rendement amélioré. La solution proposée à ce problème fut la pentode de puissance. Ces lampes emploient une grille écran (grille 2) pour donner au coefficient d'amplification des valeurs élevées et une grille de suppression (grille 3), pour permettre à l'anode d'atteindre, au cours du fonctionnement, des valeurs instantanées de tension voisines de zéro. En classe A1, ces pentodes ont un rendement de près du double de celui des triodes tout en n'exigeant que moins du tiers de l'amplitude d'attaque. Mais l'idéal n'était pas encore atteint dans tous les domaines. Les pentodes sont, en effet, affectées d'une distorsion assez importante due aux harmoniques du rang 3, lesquels, malheureusement, ne peuvent être éliminés par le dispositif push-pull (1).

Malgré cela les pentodes de puissance résolvaient le problème de manière suffisante et prirent la place des triodes dans les récepteurs du commerce. Mais les pentodes, même avec leur rendement accru et la plus grande puissance

(1) On peut toutefois réduire considérablement cette distorsion en utilisant la contre-réaction.

modulée qu'elles fournissaient, étaient incapables de produire la puissance d'audition qu'exigeait le plus grand réalisme que le public attendait de la reproduction donnée par les récepteurs modernes. On fut alors conduit à abandonner le régime de fonctionnement correspondant à la classe A1 et à permettre à la grille de devenir positive au cours d'une partie de chaque alternance des oscillations BF d'attaque. On appliqua aux grilles des triodes et des pentodes classiques ainsi qu'à celles de triodes spéciales à grand coefficient d'amplification, une polarisation plus grande en valeur absolue que celle qu'exigeait le fonctionnement de la classe A1 et l'on augmenta l'amplitude d'attaque de manière à faire apparaître le courant grille (grille positive). De cette manière le courant d'anode dit « de repos » (absence de signal d'attaque) était notablement diminué ; de plus, le débit demandé à la source de tension anodique n'était élevé que sur les fortes amplitudes d'attaque ; le rendement augmenta. On avait de la sorte réalisé les conditions de fonctionnement de la classe B2.

Les amplificateurs réalisés suivant ce principe présentent, malheureusement, les défauts propres à tous les systèmes dans lesquels apparaît du courant grille. Les harmoniques de rang élevé, dont l'ensemble gêne particulièrement l'audition, prennent naissance lorsque la grille devient positive. L'étage de sortie doit être obligatoirement du type push-pull pour supprimer les harmoniques 2, très intenses. D'autre part, il faut attaquer l'étage classe B2 avec de la puissance (tension et intensité), et non pas avec de la tension seulement comme dans le cas des classes A1 ou B1. L'étage précédent (le driver) doit donc être un étage amplificateur de puissance.

Souvent il arrive que les possibilités de débit du driver soient dépassées au cours du fonctionnement ; la distorsion qui en résulte s'ajoute alors, bien entendu, à la distorsion propre de l'étage de sortie.

Ces inconvénients peuvent être évidemment surmontés par une réalisation correcte, mais le prix de revient augmente très vite avec la qualité de l'amplification.

II. — GENÈSE DE LA TÉTRODE 6L6.

On en était là du développement technique de l'amplification BF quand M. Otto Schade, du Laboratoire de recherches de la RCA Radiotron, après avoir fait une analyse des qualités que doivent présenter les lampes amplificatrices de puissance et des possibilités matérielles de réalisation, aidé dans ses études et investigations par un oscillographe cathodique, mit au point, en 1936, une nouvelle lampe de puissance : la 6L6. Cette nouvelle venue — qui est une lampe à deux grilles, donc une tétrode, mais fonctionnant à la manière d'une pentode, et c'est pourquoi nous la décrivons dans le présent chapitre — allie la faible distorsion d'une triode à une sensibilité et un rendement supérieurs à ceux d'une pentode. La puissance modulée maximum possible est très élevée.

Ce ne sont pas seulement les caractéristiques de la 6L6 qui sont intéressantes, mais encore les considérations techniques qui guidèrent M. Schade au cours de ses travaux. Ces considérations ont été exposées tout au long par cet ingénieur, à l'Assemblée de New-York de l'I.R.E. le 1^{er} avril 1936. Nous allons donner dans ce qui suit, d'après R. S. Burnap, collègue de Schade à la RCA Radiotron, les éléments essentiels desdites considérations.

Dès le début de ses recherches, M. Schade parvint à la conclusion qu'une triode était incapable de réaliser l'idéal vers lequel il tendait. En fait, il a calculé plus tard qu'une triode comparable à la lampe qu'il a finalement mise au point (la 6L6), devrait avoir une pente de 56 mA/V, c'est-à-dire près de dix fois supérieure à la pente de la meilleure triode du commerce. La solution au problème posé devait se trouver sans nul doute dans l'amélioration de la pentode classique. Mais dans quel sens devait-on agir ? On savait qu'il était possible de réduire la distorsion due aux harmoniques 3 en utilisant, sur

des pentodes classiques, des circuits de sortie d'impédance plus faible qu'il n'est coutume ; mais il résultait de cet artifice une trop grande diminution de la puissance de sortie. La distorsion due aux harmoniques 3 apparaissait quand la droite de charge rencontrait les parties courbées des caractéristiques tension plaque-courant plaque. De toute évidence, il fallait réussir à prolonger vers les volts plaque faibles, les parties droites desdites caractéristiques. Quelle était la cause de cette courbure des caractéristiques ? M. Schade parvint à la conclusion que la grande coupable, en l'occurrence, était la grille de suppression. Cette grille supprime, certes, avec efficacité l'émission électronique secondaire de la plaque, mais cette efficacité devient trop grande, exagérée pour tout dire, aux fils mêmes de la grille qui sont au potentiel zéro. Il en résulte que lorsque, au cours du fonctionnement, le potentiel de l'anode devient faible, un nombre accru d'électrons primaires sont repoussés vers la grille écran et provoquent une baisse rapide du courant anodique. Aucune modification pratique de la structure de la grille de suppression ne pouvait éliminer cette cause essentielle de la courbure indésirable des caractéristiques. Il fallait établir entre la grille écran et l'anode une barrière idéale qui livrât passage parfait aux électrons se dirigeant vers l'anode, mais qui bloquât complètement les électrons tendant à se propager vers l'écran. Problème délicat, mais non insoluble. Pourquoi ne pas profiter du fait que des électrons, venant d'une grille à haut potentiel (grille écran) et se dirigeant vers une anode à potentiel réduit (valeur instantanée au cours du fonctionnement) ralentissent et donnent naissance à une charge d'espace de valeur de potentiel constante faible, suffisante pour freiner les électrons relativement lents de l'émission secondaire ? Pour mettre ce mécanisme en œuvre avec succès, il fallut prendre en considération de très minutieux détails. La zone occupée par la charge d'espace de valeur constante doit être de densité électronique homogène et de valeur convenable ; elle doit être située à une distance bien déterminée entre l'écran et la plaque. La réalisation pratique des conditions optima était compliquée encore du fait que la distance entre l'écran et l'anode devait être maintenue à une valeur raisonnablement faible, afin que l'enveloppe de la lampe conservât des dimensions acceptables. M. Schade obtint la densité désirée d'électrons en concentrant ces électrons en faisceaux ; l'homogénéité de la charge d'espace en établissant de manière convenable les contours de la cathode, des grilles et de l'anode ; l'emplacement favorable de la charge d'espace à faible potentiel en réglant correctement

l'espace écran-plaque et l'angle de la concentration électronique. Une autre et importante innovation de M. Schade a été l'emploi de grilles de commande et de grilles écran de même pas et disposées de telle manière que la spirale constituant la grille écran soit cachée de la cathode par la spirale constituant la grille de commande. Cet ingénieux artifice a plusieurs conséquences intéressantes : il rend possible la formation uniforme dans le faisceau électronique de nappes définies par l'espacement entre les fils de chaque grille ; il réduit le nombre d'électrons captés par l'écran, donc le courant écran ; il assure un rendement général et une puissance modulée plus élevés.

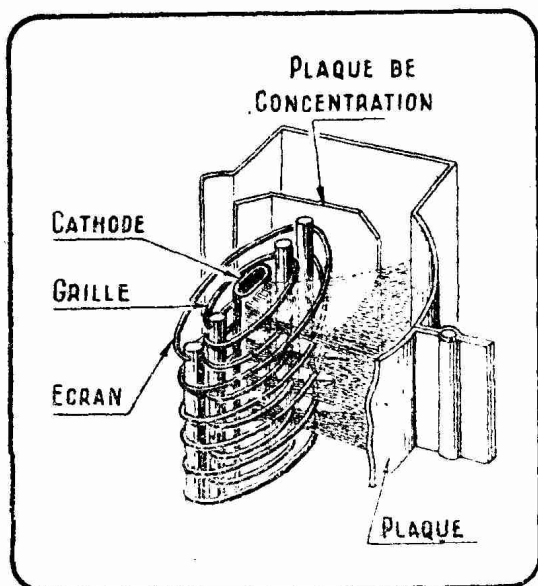


FIG. XVI-60-1. — Disposition intérieure des électrodes d'une 6L6. On remarquera le découpage en nappes du faisceau électronique par les fils des grilles.

III. — LA 6L6

La figure XVI-60-1 donne une représentation schématique de la structure de la 6L6 et illustre la manière dont les électrons sont concentrés en faisceaux.

Les conditions représentées correspondent à un instant du fonctionnement où la tension de l'anode est de beaucoup inférieure à la tension d'écran. La région à charge d'espace de forte densité est marquée par les parties du faisceau très hachurées. La concentration des électrons est produite par les deux « réflecteurs électroniques » qui sont au potentiel de la cathode, ce qui se réalise en reliant électriquement ces réflecteurs à la cathode. On remarquera que les bords de ces réflecteurs coïncident avec la partie très hachurée du faisceau et contribuent ainsi, par eux-mêmes, à étendre la région à potentiel faible au delà des limites du faisceau, empêchant ainsi des électrons secondaires vagabonds d'atteindre la grille écran en évitant le faisceau.

La représentation schématique de la 6L6 est celle de toute tétrode.

La figure XVI-60-2 donne une photographie d'une 6L6 tout métal.

Voici les caractéristiques nominales de la 6L6 :

Tension de chauffage	6,3 volts
Intensité de chauffage	0,9 ampère
Tensions anode et écran	250 volts
Polarisation grille	-14 volts
Résistance interne	22.500 ohms
Pente	6 mA/V
Coefficient d'amplification ...	135
Longueur maximum	110 mm.

Le culot de la 6L6 est le culot octal. La broche 6 est « morte ». Les broches 2 et 7 correspondent à l'élément chauffant, la broche 8 à la cathode, la broche 5 à la grille de commande (grille 1), la broche 4 à la grille écran, la broche 3 à l'anode, la broche 1 à la masse (ampoule) de la lampe.

La figure XVI-60-3 montre les caractéristiques tension anode-courant anode de la 6L6 comparées à celles d'une pentode de puissance classique. On remarquera que les parties « droites » des caractéristiques de la 6L6 sont plus droites que les parties correspondantes des caractéristiques d'une pentode : on notera également le changement brusque de direction des caractéristiques pour les faibles tensions d'anode, ainsi que l'extension vers la gauche des parties droites horizontales. Cette dernière particularité est de toute première importance car elle a pour conséquence des possibilités considérables de puissance modulée et un rendement très amélioré.

En fait, le rendement de cette nouvelle lampe est remarquable. L'harmonique 2 est toujours très important, c'est la rançon des autres performances de la lampe. Mais cet inconvénient n'en est pas un si l'on considère que la 6L6 peut

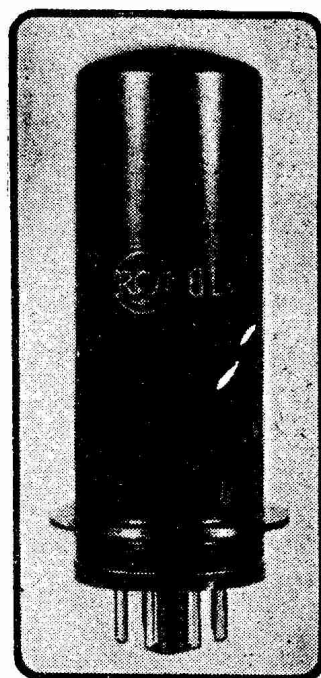


FIG. XVI-60-2. — Photographie de la 6L6. La lampe, du type métallique, a une hauteur totale de 11 cm.

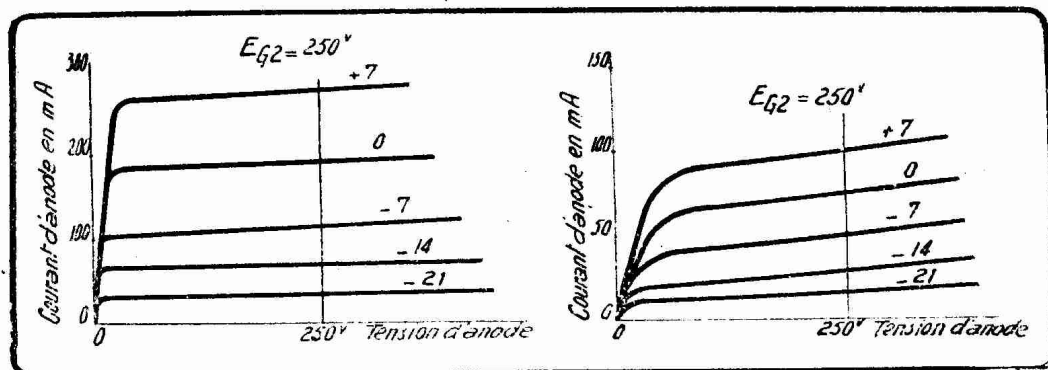


FIG. XVI-60-3. — A gauche caractéristiques d'une 6L6, à droite caractéristiques d'une pentode classique.

être utilisée en *push-pull* lorsqu'elle sert d'amplificatrice. Deux 6L6 en push-pull classe A1, polarisées automatiquement (par résistance montée dans la cathode), donnent, avec 350 volts plaque et 300 volts écran, 32 watts modulés avec un rendement général (c'est-à-dire comprenant la puissance absorbée par l'écran, la plaque, la résistance de polarisation et l'élément chauffant de la cathode) de 45 %. Ce résultat véritablement sensationnel est obtenu pour une attaque de chaque lampe de 28,5 volts seulement ; la distorsion totale (racine carrée de la somme des carrés des distorsions des harmoniques de chaque rang) est de 2 % seulement et est constituée uniquement des effets de l'harmonique 3. Les harmoniques de rangs plus élevés sont négligeables.

Le tableau donne des indications détaillées sur 10 conditions de fonctionnement de la 6L6 depuis une seule lampe fonctionnant en classe A1 avec 200 volts plaque, jusqu'à deux lampes fonctionnant en classe AB2 avec 350 volts plaque. Les valeurs indiquées peuvent varier légèrement suivant les notices des différents fabricants.

IV. — SCHEMAS D'UTILISATION PRATIQUE EN AMPLIFICATION DE PUISSANCE

Deux 6L6 montées en push-pull ⁽¹⁾ permettent d'obtenir des puissances modulées atteignant 30 watts sans apparition de courant grille et ce avec un simple couplage par résistance ⁽²⁾.

Comment attaquer deux 6L6 en push-pull, autrement dit comment obtenir entre les grilles de commande de ces lampes le déphasage nécessaire au fonctionnement normal du push-pull ?

On peut évidemment utiliser un transformateur d'attaque à prise médiane au secondaire, transformateur dont le primaire est inséré dans la plaque d'une triode. Mais le transformateur est un appareil qui ne souffre pas la médiocrité, c'est donc un appareil cher que l'on doit réserver au cas où il est pratiquement indispensable, c'est-à-dire au cas de l'attaque d'un étage absorbant du courant grille (classe AB2 ou classe B2). On utilise alors comme driver une 6F6 montée en triode qui suffit à attaquer deux 6L6 push-pull classe AB2. Dans le cas des classes A, AB1 et B1 qui n'exigent pas de courant grille par définition, il est préférable de faire appel au couplage par résistances, plus simple et plus économique.

1° *Attaque par double triode.* — Ce montage a été préconisé par Curtis R. Hammond de la Ken Rad Tube and Lamp Corporation en janvier 1937. Il est représenté par la figure XVI-60-4. Les avantages de cette disposition sont : faible distorsion, gain élevé, large gamme de fréquences transmises. Il utilise une double triode, comme la 6E6 ou la 6SN7 par exemple, qui produit le déphasage conformément au mécanisme suivant :

La tension appliquée entre la grille n° 1 de la 6E6 et la masse (tension à amplifier) fait apparaître une même tension amplifiée aux bornes de R_2 et aux bornes de l'ensemble R_4 et R_5 . La tension apparaissant aux bornes de R_2 est déphasée de π par rapport à la tension d'atta-

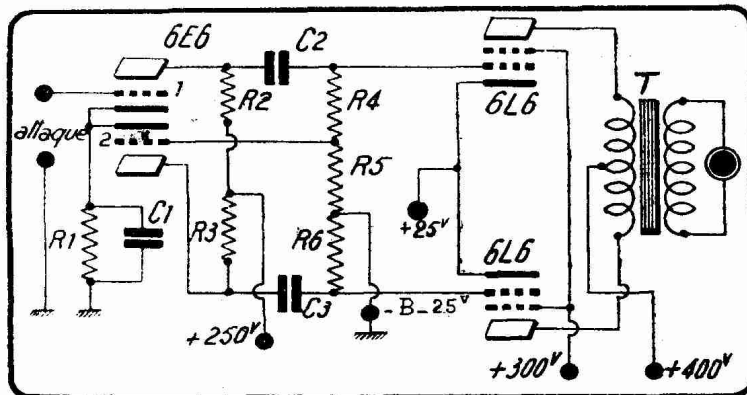


FIG. XVI-60-4. — Attaque d'un étage push-pull classe A à deux 6L6 par une double triode 6E6 (conditions de fonctionnement n° 8 du tableau). Lire 350 V au lieu de 400 V.

(1) Nous répétons ici que la 6L6 devant ses remarquables possibilités en watts modulés au fait que la distorsion par harmonique 2 est considérable, le seul moyen de l'utiliser rationnellement en amplificatrice est d'en monter deux en push-pull.

(2) Au début, la 6L6 fonctionnait avec une tension plaque maximum de 400 V. Les derniers modèles R.C.A. sont établis pour une tension maximum de 350 V seulement.

que et si une partie de cette tension est appliquée à la grille n° 2 de la 6E6, la tension amplifiée qui apparaît aux bornes de R_3 et de R_6 est en phase avec la tension d'attaque. Il en résulte que les grilles de commande des 6L6 sont attaquées par des tensions déphasées entre elles de π : les conditions de l'attaque d'un étage push-pull sont donc réalisées au point de vue du déphasage.

Mais il faut encore que les tensions appliquées à chacune de ces grilles soient de même amplitude. Il est donc nécessaire que les tensions amplifiées fournies par chacune des triodes constituant la 6E6 soient égales. Ce résultat est obtenu en choisissant R_4 et R_5 de telle manière que le quotient de la tension aux bornes de R_5 et de la tension aux bornes de l'ensemble $R_4 R_5$ soit égal à l'inverse de l'amplification effective de la triode inférieure (sur la fig. XVI-60-4) de la 6E6. Cela exige que l'on ait :

$$\frac{R_5}{R_4 + R_5} = \frac{1}{A}$$

L'amplification effective A est :

$$A = \frac{KZ}{Z + \rho}$$

K est le coefficient d'amplification de la triode du bas, ρ sa résistance interne et Z l'impédance du circuit plaque qui est ici égale à :

$$\frac{R_3 R_6}{R_3 + R_6}$$

Les deux triodes peuvent ne pas faire partie de la même double triode, ne pas être identiques même.

La figure XVI-60-5 donne la traduction de la figure XVI-60-4 dans le cas de deux triodes séparées.

Ces triodes peuvent, dans certaines applications, ne pas être du même type. Par exemple, la triode du haut (I) est à forte amplification, celle du bas (II) à faible amplification.

Pour calculer les éléments des figures XVI-60-4 et XVI-60-5, on part de R_4 qui, ainsi que la somme $R_4 + R_5$, a une valeur imposée par le type de lampe choisi pour l'étage push-pull. Si cette lampe est une 6L6, la résistance R_4 est, dans le cas envisagé de la classe AB1, de 50.000 ohms, ainsi que la somme $R_4 + R_5$. La théorie classique de l'amplificateur à résistance nous donne alors comme valeur de R_2 et de R_3 25.000 ohms. L'impédance Z est de :

$$\frac{25.000 \times 50.000}{25.000 + 50.000} = 16.700 \text{ ohms.}$$

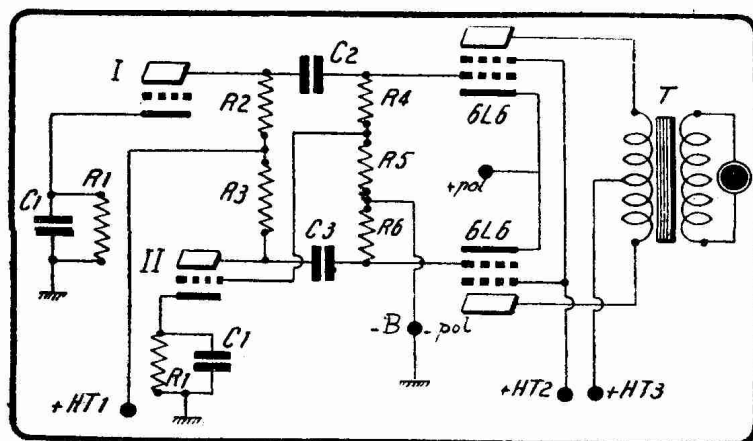


FIG. XVI-60-5. — Variante de la figure précédente avec attaque par deux triodes séparées.

Pour être utilement branchée sur une telle impédance, il faut une lampe dont la résistance interne soit moindre que 8.000 ohms environ. Une 6C5, une 6J5, une 6SN7, une 6N7 conviendraient si la tension amplifiée n'avait pas besoin d'être trop élevée. Cependant la 6E6 ou 6SN7 est la lampe qui convient le mieux : autrement dit c'est la figure XVI-60-4 qu'il est préférable d'adopter. En voici les valeurs des éléments dans le cas de la 6E6 :

$$R_1 = 1.500 \text{ ohms}$$

(cette résistance donne une polarisation de — 15 volts et un courant plaque dans chaque triode de 5 mA).

$$R_2 = R_3 = 25\,000 \text{ ohms.}$$

$$C_1 = 20 \mu\text{F} \text{ électrochimique.}$$

$$R_4 = 40.000 \text{ ohms.}$$

$$R_5 = 10.000 \text{ ohms.}$$

$$R_6 = 50.000 \text{ ohms.}$$

$$C_2 = C_3 = 1 \mu\text{F.}$$

Pour les tensions indiquées, l'amplitude de la tension entre grilles de commande des 6L6 peut atteindre 125 volts. L'impédance plaque à plaque des 6L6 est de 6.000 ohms. Ce renseignement est indispensable pour le choix du transformateur de couplage T du haut-parleur.

Convenablement attaqué, l'amplificateur de la figure XVI-60-4 donne jusqu'à 34 watts modulés sans distorsion appréciable.

2° *Attaque par cathodyne.* — Dès le lancement de la 6L6, on a songé à lui appliquer le montage push-pull cathodyne dont il a été question au cours de l'étude des triodes. La figure XVI-60-6 donne le schéma d'un amplificateur

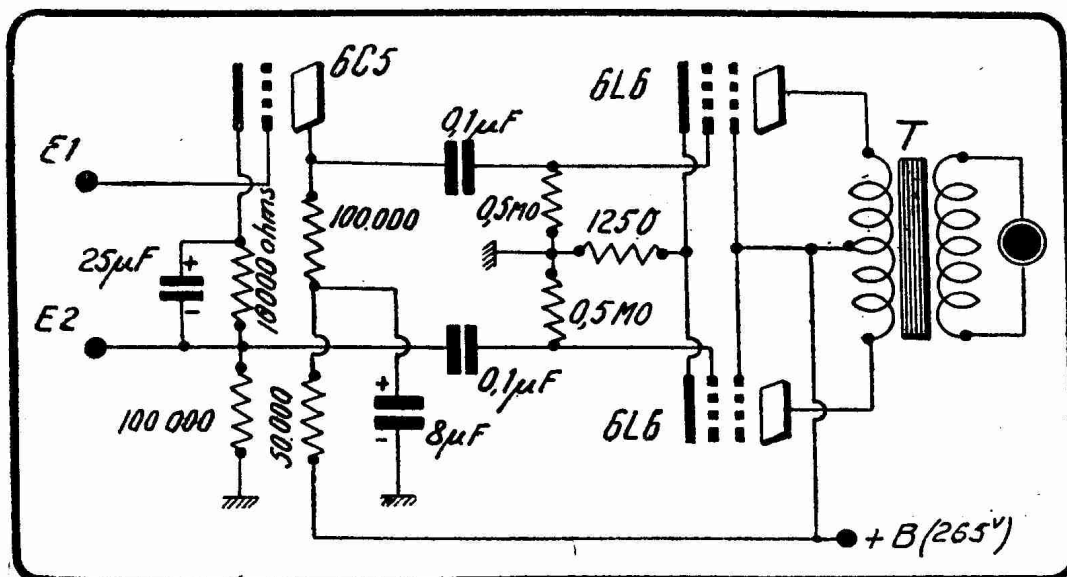


FIG. XVI-60-6. — Push-pull cathodyne avec deux 6L6 attaquées par une 6C5 déphaseuse. Toutes les résistances sont du type 1 watt, sauf la résistance de 125 ohms, qui est du type 3 watts au moins.

push-pull classe A1 à résistances conçu selon ce principe et donnant 14 watts modulés.

On remarquera que la polarisation des 6L6 (polarisation de — 16 volts correspondant aux conditions de fonctionnement n° 6, page 770) est obtenue par une résistance de 125 ohms (150 mA) commune aux deux lampes. Dans ce cas, la résistance n'a pas besoin d'être shuntée par un condensateur.

La résistance de 50.000 ohms montée dans l'anode de la 6C5 et découplée par un condensateur électrolytique 400 volts de 8 μF , sert à éviter les réactions entre étages. La chute de tension le long de cette résistance est d'environ 6 volts.

L'impédance plaque à plaque de T est de 5.000 ohms.

V. — EMPLOI DE LA 6L6 COMME OSCILLATRICE.

La 6L6 est très populaire parmi les amateurs émetteurs comme oscillatrice commandée par quartz. Les postes d'émission modernes sont constitués en prin-

cipe par un étage oscillateur (commandé par quartz), un ou plusieurs étages d'amplification HF de puissance allaquant finalement l'antenne chargée de rayonner les signaux.

La 6L6 permet de réaliser un étage oscillateur très stable, très simple et fournissant jusqu'à 30 watts oscillants avec 400 volts anode, ce qui permet d'attaquer dans les meilleures conditions des lampes amplificatrices de grande puissance. Si l'on ne désire pas les 30 watts, il suffit de ramener la tension d'anode à une valeur inférieure à 400 volts.

La figure XVI-60-7 donne le schéma d'une 6L6 montée en oscillatrice à commande par quartz.

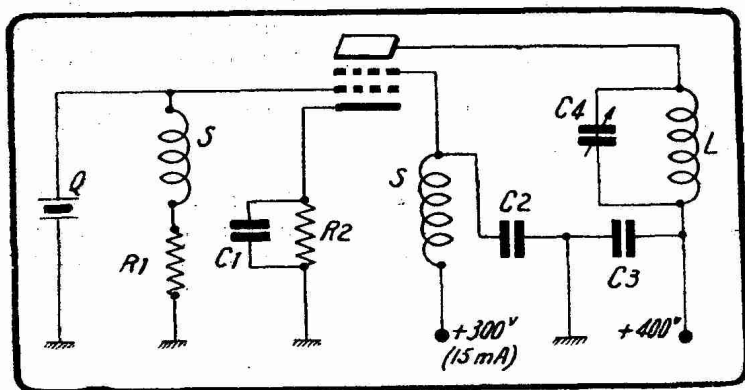


FIG. XVI-60-7. — Montage d'une tétrode-pentode 6L6 en oscillatrice à commande par quartz. Les prises de masse correspondent au — de la source anodique.

Q est le cristal de quartz, S une bobine d'arrêt de 2,5 millihenrys, R_1 une résistance de 10.000 ohms, R_2 de 400 ohms : les condensateurs C_1 , C_2 , C_3 sont de 0,1 μ F. Le condensateur C_4 qui accorde le circuit oscillant aux bornes duquel apparaissent les oscillations à la fréquence définie par le quartz (ou à un harmonique de cette fréquence, en particulier harmonique 2), est un variable de 100 pF. La bobine L dépend de la fréquence à laquelle on s'intéresse.

On peut aussi monter une 6L6 en oscillatrice par couplage électronique.

VI. — LES LAMPES DE LA FAMILLE DE LA 6L6.

La 6L6 n'est pas la seule lampe tétrode-pentode à concentration électronique. Elle a été suivie par la 6L6G (qui est une lampe verre à culot octal de mêmes caractéristiques que la 6L6 métallique) et ensuite par la 25L6, lampe métallique 25 volts 0,3 ampère destinée à équiper en BF les récepteurs « tous courants » qui ne disposent que d'une tension anodique maximum de 110 volts. Cette 25L6 polarisée à —7,5 volts donne, avec une impédance de charge de 2.000 ohms, une puissance modulée de 2,2 watts. Deux 25L6 montées en push-pull peuvent évidemment fournir une puissance plus importante. Cette lampe met les grandes puissances modulées à la portée des récepteurs tous courants.

Au cours du printemps 1937 a été créée la 6V6G, lampe verre à culot octal, qui est une lampe à concentration électronique d'un type moins puissant que la 6L6 mais fondée exactement sur le même principe.

Avec deux 6V6G montées en push-pull classe AB1, on obtient 8,5 watts modulés pour 250 volts anodes et écrans (—15 volts sur les grilles de commande) et 13 watts modulés pour 300 volts anodes et écrans (—20 volts sur les grilles de commande). Dans les deux cas, la distorsion totale ne dépasse pas 4 %.

Il faut signaler aussi la tétrode-pentode à concentration électronique RCA 807 (1) spécialement destinée à être employée dans des circuits du type de celui de la figure XVI-60-7. La dissipation anodique pour 400 volts est de 21 watts. La grille de commande correspond à un téton fixé au sommet de l'ampoule.

(1) Il existe en France, chez Mazda, sous la dénomination 4Y25, une tétrode de caractéristiques très voisines de celles de la 807 R.C.A.

§ 61. — Les pentodes HF de puissance.

De même qu'il existe de tétrodes destinées à l'amplification HF de puissance (voir page 720), il existe des pentodes HF de puissance que l'on utilise dans les ensembles émetteurs de télégraphie ou de téléphonie à l'amplification HF de puissance. On met en œuvre les conditions de fonctionnement de la classe B ou celles de la classe C. La faiblesse de la capacité grille-anode (ordre du centième de pF, contre 5 à 15 pF pour les triodes) permet de se passer de la complication du neutrodynage. L'attaque (oscillations HF) se produit sur la grille 1, l'amplification apparaît dans un circuit oscillant monté dans le circuit de l'anode. Les autres électrodes sont polarisées de manière variable suivant les conditions d'utilisation (amplification B ou C, ou modulation).

Une lampe de ce type très populaire parmi les amateurs émetteurs américains est la pentode RK20, à chauffage direct (7,5 volts 3 ampères), aux trois grilles accessibles indépendamment et à l'anode reliée à un téton de l'ampoule.

La tension d'anode est de 1.250 volts au maximum, la tension d'écran de 300 volts, les dissipations anode et écran sont respectivement de 40 et de 15 watts maximum. La capacité grille 1-anode est de 0,012 pF.

Le tableau donne cinq conditions de fonctionnement principales de la RK20 (1).

	Tension anode en volts	Tension écran G2 en volts	Tension G3 en volts	Polarisation (Tension G1) en volts	Courant anode en mA	Courant G2 en mA	Courant G1 en mA	Résistance créant la tension G2 en ohms	Attaque G1 en watts	Puissance en watts de l'oscillation porteuse
Classe C télégraphie.	1250	300	- 45	- 100	92	32	5	26.000	0,9	80
Classe C téléphonie..	900	300	0	- 100	62	50	6	25.000	1,1	35
Modulation grille 1..	1250	300	- 45	- 140	44	10	1,8	95.000	2	21
Modulation grille 3..	1250	300	- 40	- 100	47	36	5	25.000	0,9	21
Classe B téléphonie..	1250	300	0	- 30	43	15	—	60.000	0,5	16

§ 62. — Les pentodes en télévision.

1° UTILISATION.

Les pentodes sont utilisées dans les montages de réception d'image et de son. Dans le récepteur de son, on monte les pentodes décrites précédemment de la même manière qu'avec des récepteurs normaux.

Par contre, dans le récepteur d'image, des schémas particuliers sont adoptés.

On emploie les pentodes amplificatrices (du type 6K7 ou 6J7) en oscillatrices, modulatrices, changeuses de fréquence, haute fréquence, moyenne fréquence, détectrice et vidéo-fréquence.

Les lampes adoptées, tout en étant basées sur le même principe que la 6K7 et la 6J7 par exemple, sont à très forte pente. Voir page 778 le tableau des caractéristiques des principales pentodes européennes et américaines actuellement utilisées. Dans la série européenne existe également une double pentode (EFF51) qui comprend dans une même ampoule deux pentodes de caractéristiques voisines de celles de la EF51 ou EF42.

2° AMPLIFICATION HF OU MF.

La figure XVI-62-1 montre comment est monté un étage amplificateur HF ou MF à liaison par self-capacité-résistance. On appelle aussi liaison par « circuit bouchon » ce mode de couplage entre deux lampes.

(1) Voir pour plus de détails concernant l'émission l'ouvrage « L'émission et la réception d'amateur », par Roger-A. Raffin-Roanne (Editions Librairie de la Radio).

Sur ce schéma, nous remarquons :

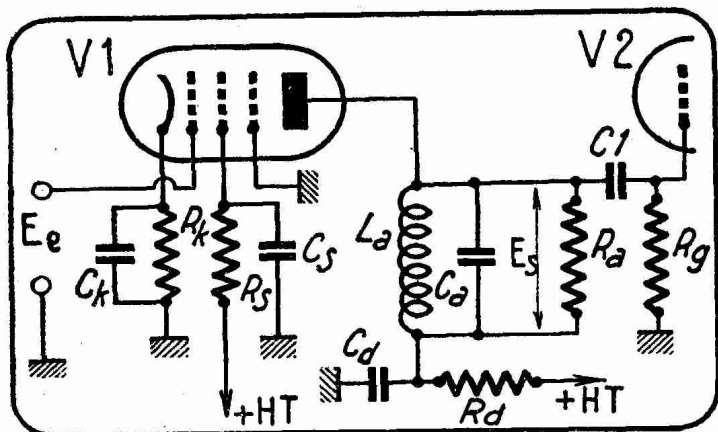


FIG. XVI-62-1. — Montage d'un étage HF ou MF à liaison par circuit-bouchon. $C_k = 5.000$ pF mica ; $C_s = 2.000$ pF mica ; $C_d = 3.000$ pF mica ; $R_d = 1.000$ à 3.000Ω - 0,5 W ; $R_g = 0,05$ à $0,2 M\Omega$; R_k et R_s variables suivant la lampe utilisée.

shunte par la résistance R_a qui est, dans tous les montages actuels, de l'ordre de 3.000Ω s'il y a deux étages, de 2.000Ω s'il y en a trois, de 1.000Ω s'il y en a quatre.

La valeur de C_1 est de 100 à 300 pF et elle n'est pas critique. Ce chiffre réalise un court-circuit au point de vue des fréquences élevées.

Dans ces conditions, au lieu d'amortir avec R_a , on peut donner à R_g la valeur adoptée pour R_a et supprimer cette dernière. Dans le cas contraire, R_g est de l'ordre de 200.000Ω .

Pour obtenir le maximum d'amplification, il faut que C_a soit aussi faible que possible ; on ne connecte donc, en pratique, aucun condensateur matériel. (C_a est simplement constitué par l'ensemble des capacités parasites que l'on trouve aux bornes de L_a .)

Avec un câblage effectué en vue du maximum de réduction de ces capacités, C_a est de l'ordre de 20 pF. Avec un mauvais câblage, C_a peut atteindre 200 pF, et l'amplification est 10 fois moindre. Un câblage industriel peut donner une trentaine de pF. En estimant correctement C_a , on détermine L_a par la formule de Thomson écrite sous cette forme :

$$L_a = \frac{1}{4\pi^2 C_a f^2}$$

Dans cette formule, L_a se mesure en henrys, C_a en farads, f en cycles par seconde et $\pi = 3,14$. Avec $f = 46 \cdot 10^6$ c/s et $C_a = 3 \cdot 10^{-11}$ F, on trouve que L_a vaut environ $0,4 \cdot 10^{-6}$ H, c'est-à-dire $0,4 \mu\text{H}$.

Pratiquement, on réalise L_a en bobinant sur un tube de 14 mm de diamètre, 4 à 6 spires de fil 20/100 émaillé, sur une longueur de 10 mm environ. Cette bobine comporte un noyau de fer permettant d'accorder le circuit oscillant par variation du coefficient de self-induction.

Pour les bobines MF, on se base sur $f = 10$ à 15 Mc/s, soit $10 \cdot 10^6$ à $15 \cdot 10^6$ c/s.

3° LIAISON PAR TRANSFORMATEUR.

La figure XVI-62-2 donne le schéma de ce mode de liaison. Chaque circuit accordé est shunté par une résistance d'amortissement R_a ou R_g , dont les valeurs sont environ le double de celles indiquées dans le cas du circuit bouchon.

La polarisation automatique obtenue par R_k shuntée par C_k ;

L'alimentation d'écran par la résistance - série R_s et le découplage C_s ;

La grille 3, réunie à la masse ;

Le découplage du circuit anodique : R_d C_d ;

Et enfin, l'élément accordé L_a , shunté par C_a et par R_a .

La liaison avec la lampe suivante est obtenue par C_1 , et la résistance de grille de V_2 est R_g .

Pour obtenir une large bande passante, il faut amortir le circuit oscillant L_a C_a . A cet effet, on le

La forme de la courbe représentant la bande passante dépend, tout comme dans le cas de la radio, du couplage des bobines primaire et secondaire. Le calcul, assez compliqué, permet de déterminer la valeur du coefficient de couplage k ; il est toutefois plus facile, en pratique, de réaliser le transformateur de manière que le couplage puisse être ajusté.

On peut aussi blinder séparément chaque bobine et réaliser un couplage électrostatique en connectant un petit ajustable au mica de 5 pF environ, entre la plaque de V_1 et la grille de V_2 .

Les autres détails de montage concernant les circuits d'entrée, de cathode, d'écran et de découplage sont identiques à ceux de la figure précédente.

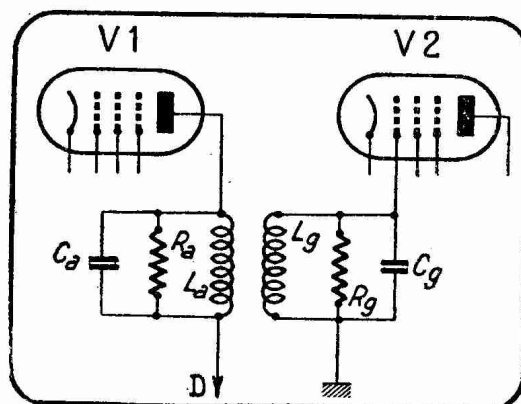


FIG. XVI-62-2. — Utilisation d'un seul étage à liaison par transformateur.

4° CIRCUITS CONCORDANTS.

Les schémas XVI-62-1 et XVI-62-2 correspondent à un seul étage. Les amplificateurs HF ou MF de télévision en comportent généralement 2 à 4, ce qui nécessite 3 à 6 circuits accordés dans le cas de la première figure, 6 à 12 dans le cas de la seconde.

Avec la méthode des *circuits concordants*, on accorde tous les circuits oscillants sur la même fréquence, qui est celle de l'émission à recevoir s'il s'agit de HF, ou une fréquence plus basse s'il s'agit de MF. Cette méthode est surtout adoptée dans le cas des transformateurs (figure XVI-62-2).

5° CIRCUITS DÉCALÉS.

La méthode des circuits décalés consiste à accorder sur des fréquences différentes les circuits analogues à celui de la figure XVI-62-1.

Soit, par exemple, à réaliser un amplificateur HF comportant 3 circuits (deux pentodes en cascade). Pour recevoir une émission sur 46 Mc/s, la bande passante doit couvrir la gamme 42,5 à 49,5 Mc/s. Ce résultat est obtenu en accordant le premier circuit sur 46 Mc/s, le second sur 43 Mc/s, et enfin le troisième sur 49 Mc/s. Les résistances d'amortissement sont du même ordre, que précédemment, la valeur de la résistance du circuit accordé sur la fréquence médiane étant toutefois environ deux fois plus faible que pour les deux autres. On prend, par exemple, 1.000 Ω , 2.000 Ω et 3.000 Ω .

Le circuit accordé sur 46 Mc/s sera de préférence le premier.

S'il y a plus de 3 circuits, les résistances seront d'autant plus faibles que l'accord se rapprochera davantage de la fréquence milieu de la bande.

6° RÉCEPTION SUR UNE BANDE LATÉRALE.

Au lieu de recevoir les deux bandes latérales : 42,5 à 46 et 46 à 49,5 Mc/s, on peut se contenter d'une seule bande, en principe celle qui est opposée à la fréquence d'émission du son (42 Mc/s) ; donc, la bande 46 à 49,5 Mc/s.

La bande à recevoir s'étend de 46 à 49,5 Mc/s ; elle est deux fois plus faible que dans le cas précédent. On peut amortir avec des résistances deux fois plus élevées, soit, dans le cas de notre exemple, avec 2.000, 4.000 et 4.000 Ω , correspondant à des fréquences d'accord de 47,75, 46,5 et 49 Mc/s.

Des méthodes de calcul précises permettent de déterminer exactement les valeurs de tous les éléments. Ces méthodes sont indiquées avec tous les détails désirables dans le « Cours de télévision » de F. Juster, paraissant dans *Le Haut-Parleur*. Les lecteurs du présent ouvrage sont parfaitement préparés à la lecture de ce cours.

Indiquons que le maximum d'amplification, donc de rendement, est obtenu par la méthode des circuits décalés appliquée à la réception d'une seule bande latérale.

TYPE	1852 6AC7 tout métal	1853 6AB7 tout métal	6AG7	7G7	6AG5	6AK5 miniature	6AU6 miniature	6AK6 miniature	6BA6 miniature	EF51 lokal	EF42 rimlock
Origine	R.C.A.	R.C.A.	R.C.A.	R.C.A.	R.C.A.	R.C.A.	R.C.A.	R.C.A.	R.C.A.	Miniwatt Dario	Miniwatt Dario
Applications	HF-MF- VF	HF-MF- VF	VF	HF-MF- VF	HF-MF- VF	HF-MF- VF	HF-MF- VF	Puissance	HF-MF- VF		
Tension filament V	6,3	6,3	6,3	6,3	6,3	6,3	6,3	6,3	6,3	6,3	6,3
Courant filament A	0,45	0,45	0,65	0,45	0,3	0,175	0,3	0,15	0,3	0,35	0,33
Tension plaque V	300	300	300	250	250	180	250	180	250	250	250
Polarisation grille.V ou Ω	Rk=160	— 3	— 2	— 2	Rk=200	Rk=200	— 1	— 0	Rk=68	— 2	— 2
Tension écran V	150	125	125	100	150	120	150	180	100	250	250
Courant écran mA	2,5	3,2	7	2	2	2,4	4,3	2,5	4,2	2,6	2,3
Courant plaque mA	10	12	28	6	7	7,7	10,8	15	11	14	10
Résistance interne .. M Ω	1	0,7	—	0,8	0,8	0,69	1	0,2	1	0,5	0,44
Pente mA/V	0	5	—	4,5	5	5,1	5,2	2,3	4,4	9,5	9,5
Impédance de sortie opti- mum k Ω	—	—	3,5	—	—	—	—	10	—	—	—
Puissance de sortie ... W	—	—	—	—	—	—	—	1,1	—	—	—

7° AMPLIFICATION VIDÉO-FRÉQUENCE.

Un étage d'amplification vidéo-fréquence, c'est-à-dire après détection, est monté comme indiqué par la figure XVI-62-3. C'est un étage à liaison par résistances-capacité.

La valeur de R_p est très faible, de 1.000 à 2.000 Ω , de manière que l'étage amplifié uniformément jusqu'aux fréquences très élevées, de l'ordre de 3,5 Mc/s.

Pour obtenir ce résultat, il faut que l'ensemble des capacités parasites qui shuntent R_p soit très faible. Sur le schéma, C_p représente ces capacités. En fait, on ne connecte aucune capacité matérielle, et il faut effectuer un câblage très soigné, de manière que C_p ne dépasse pas 30 pF.

Pour obtenir que les fréquences basses, depuis 25 c/s, soient bien amplifiées, on donne de fortes valeurs aux condensateurs de découplage : $C_k \geq 100 \mu F$; $C_s \geq 8 \mu F$; $C_d \geq 16 \mu F$. Le condensateur de filtrage CF doit faire au moins 32 μF . En ce qui concerne C_1 et C_2 , ils sont d'aussi forte capacité que possible, compte tenu de leur encombrement et de leur isolement. On prend pratiquement $C_1 = C_2 = 0,1$ à $0,5 \mu F$ et RG1 ou RG2, de 0,2 à 1 M Ω . La valeur maximum admise par le fabricant de la lampe est toujours adoptée pour RG1 et RG2, afin que le produit $RG1 \times C_1$ ou $RG2 \times C_2$ soit maximum, cela en vue de la meilleure amplification des basses.

Comme R_p est faible, on peut calculer R_k et R_s d'après les caractéristiques statiques de la lampe.

On a :

$$R_k = \frac{V_k}{I_p + I_s} \quad (2)$$

formule dans laquelle V_k est la polarisation de grille en volts, I_p et I_s les courants plaque et écran, en ampères. Cette formule (2) est valable aussi en HF et MF.

De même, dans tous les montages, on a :

$$R_s = \frac{V_b - V_s}{I_s} \quad (3)$$

V_b étant la HT, V_s la tension écran et I_s le courant écran.

Par exemple, pour la 1853

$$R_k = \frac{3}{15,2 \cdot 10^{-3}} = \frac{3.000}{15,2} = 200 \Omega \text{ environ.}$$

$$R_s = \frac{300 - 200}{3,2 \cdot 10^{-3}} = 30.000 \Omega \text{ environ.}$$

La valeur de R_d est, en général, de l'ordre de 1.000 Ω . C'_k est un condensateur au mica de 10.000 pF, destiné à favoriser le découplage pour les fréquences élevées. Il y a également intérêt à shunter aussi les autres capacités de découplage : C_s , C_d et CF, par des condensateurs au mica de 1.000 à 10.000 pF.

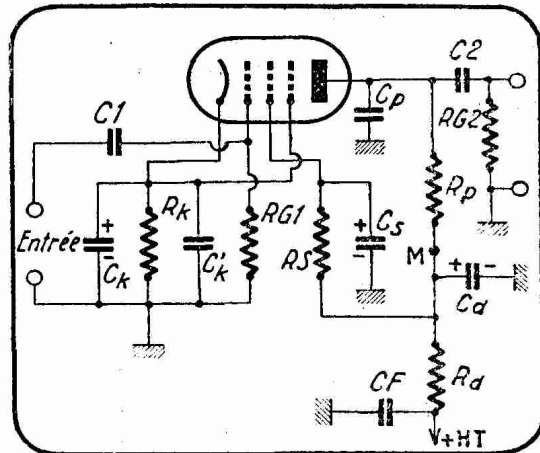


FIG. XVI-62-3. -- Montage d'un étage V.F. à résistances-capacité.

8° AMPLIFICATEUR COMPENSÉ.

Pour augmenter le rendement aux fréquences élevées, on peut intercaler une self de correction au point M de la figure XVI-62-3.

On obtient un montage dit compensé, ou encore corrigé pour les fréquences élevées.

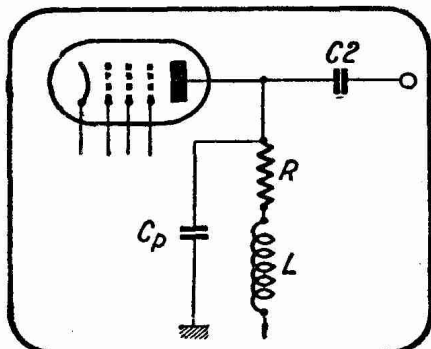


FIG. XVI-62-4. — Etage corrigé pour les fréquences élevées. C_p est la capacité parasite. Pour le reste du montage, voir figure précédente.

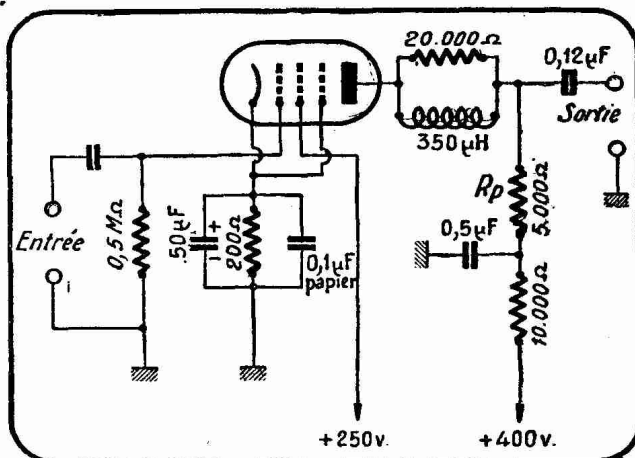


FIG. XVI-62-5. — Utilisation en V.F., avec correction des fréquences élevées, de la nouvelle pentode Rimlock EF42.

La figure XVI-62-4 donne le schéma d'un tel montage utilisant une pentode à forte pente, les autres parties étant les mêmes que dans la figure précédente. Si R est de 2.000Ω et la capacité parasite de 30 pF , la valeur de L la plus favorable est le $120 \mu\text{H}$, ce qui correspond, à peu de chose près, à une bobine d'accord P.O. Un autre montage corrigé pour les fréquences élevées est donné par la figure XVI-62-5 ; il convient à la nouvelle Rimlock EF42.

9° AMPLIFICATION.

Aussi bien en vidéo-fréquence qu'en HF ou MF, l'amplification est donnée, pour un étage, par la formule :

$$A = SZ$$

dans laquelle A est gain de la lampe, S la pente (en ampères/volt) et Z la valeur réelle de l'impédance du circuit de plaque à la fréquence pour laquelle on cherche à connaître A .

Par exemple, dans le cas d'un circuit bouchon (figure XVI-62-1), si la lampe est une 1853, sa pente est de $5 \text{ mA/V} = 0,005 \text{ A/V}$.

L'impédance réelle du circuit bouchon est :

$$Z = \frac{R_a}{\sqrt{1 + Q^2 \beta^2}}$$

formule dans laquelle

$$Q = 2\pi R_a C_a f$$

f étant la fréquence de travail,

$$\text{et } \beta = \frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f}$$

f_r étant la fréquence de résonance du circuit.

On voit qu'à cette fréquence il faut faire $f = f_r$, ce qui donne $\beta = 0$ et $Z = R_a$. Donc pour $f = f_r$, on a : $A = SR_a$; et dans notre cas particulier, $A = 5 R_a / 1.000$.

Il faut toutefois tenir compte de l'existence d'une « résistance parasite » qui existe aux bornes de L_a , lorsqu'il s'agit d'amplifier les fréquences élevées. La valeur de cette résistance parasite est de l'ordre de 5.000Ω à 46 Mc/s.

La résistance matérielle à connecter est donc un peu plus grande que la valeur calculée, R_a . Soit R_m la résistance matérielle, R' la résistance parasite et R_p la résistance théorique à connecter.

On a évidemment :

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{R_m} + \frac{1}{R'}$$

Donc :

$$R_m = \frac{R_p R'}{R' - R_p}$$

Dans le cas de la vidéo-fréquence (figures XVI-62-3 et suivantes), l'amplification maximum est

$$A = S R_p$$

dans tous les cas.

Par exemple, pour la figure XVI-62-5, on a $S = 0,0095$, $R_p = 5.000 \Omega$, et l'amplification est :

$$A = S R_p = 0,0095 \cdot 5.000$$

$$A = 47,5.$$

Dans le cas de la liaison par transformateur, l'amplification est donnée par une formule plus compliquée, que nous ne donnons pas ici.

10° LA PENTODE COMME CHANGEUSE DE FRÉQUENCE.

La pentode peut servir comme oscillatrice, modulatrice, ou oscillatrice-modulatrice. Actuellement, les deux dernières applications sont le plus souvent adoptées.

La figure XVI-62-6 donne le schéma d'un changement de fréquence (R.C.A.) utilisant en oscillatrice une 6C4 et en modulatrice une 6AG5, cette dernière étant précédée d'une haute fréquence 6AU6.

Les ajustables des bobines L_2 et L_3 doivent pouvoir les accorder sur 46 Mc/s. L_4 est la première bobine MF, accordée par un noyau de fer réglable. L_1 est une bobine d'arrêt de quelques microhenrys.

L'oscillateur « osc », à couplage cathodique, a été déjà mentionné au cours de l'étude des triodes. La bobine d'oscillation est accordée par un petit ajustable au mica de 25 pF environ.

Une pentode HF européenne peut également ser-

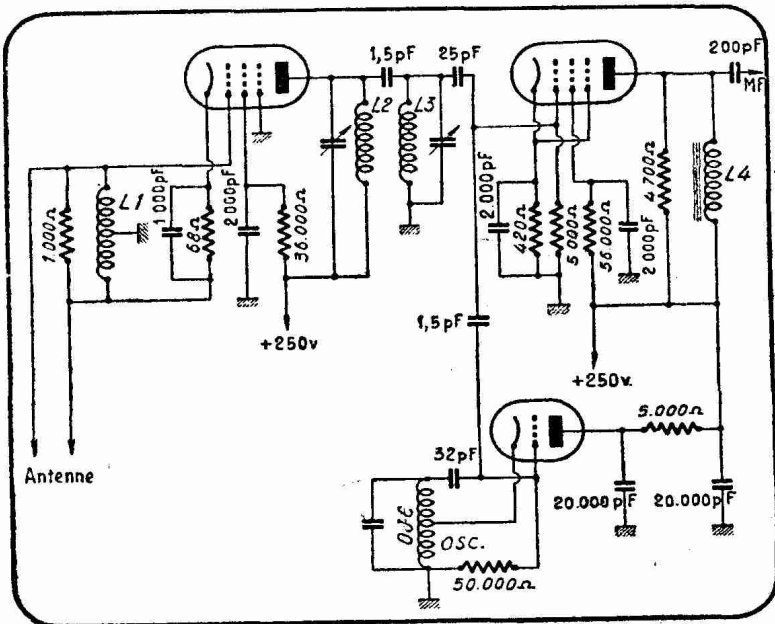


FIG. XVI-62-6. — Montage d'un étage changeur de fréquence à triode oscillatrice 6C4 et pentode modulatrice 6AG5. La H.F. est une 6AU6.

vir de modulatrice. La figure XVI-62-7 donne le schéma d'une EF42 Rimlock montée dans ce but.

Le couplage avec l'oscillatrice (choisir une EC41 Rimlock, de préférence) est obtenu en reliant la grille 3 à la grille de la triode par le condensateur de 50 pF indiqué sur le schéma ci-dessus. L'oscillatrice peut être montée comme dans le schéma XVI-62-6.

11° AUTRES APPLICATIONS.

On utilise également les pentodes dans les bases de temps ; nous en reparlerons en temps opportun, au cours de l'étude de ces montages.

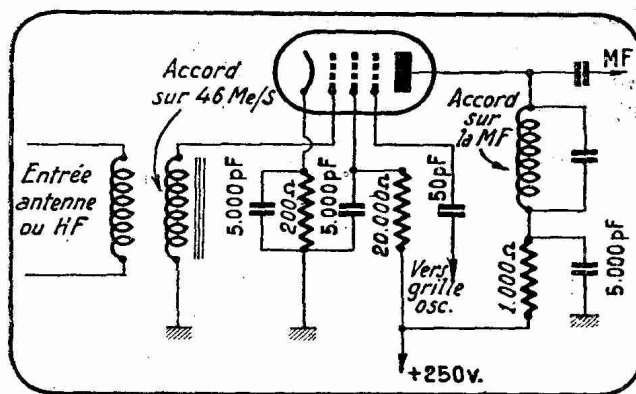


FIG. XVI-62-7. — Utilisation en modulatrice d'une pentode Rimlock EF42.

CHAPITRE X

LES HEXODES

§ 63. — Généralités, description.

L'hexode a été lancée en Allemagne au début de 1933 par la Telefunken Gesellschaft. Elle est due aux travaux de K. Steimel et du Dr Schröter. Cette lampe à quatre grilles donne au problème de changement de fréquence par une lampe et surtout à celui de la commande automatique de volume, des solutions remarquables de simplicité et d'efficacité.

L'hexode a été construite en Allemagne sous deux formes :

1° La « Mischhexode » (RENS 1224), destinée au changement de fréquence par modulation avec indépendance satisfaisante des circuits d'attaque et d'oscillation ; nous appellerons cette lampe l'hexode *modulatrice*.

2° La « Fadinghexode » (RENS 1234), destinée à l'amplification haute ou moyenne fréquence, et spécialement étudiée pour fournir un effet de commande automatique de volume pour une bande d'amplification de largeur inaccoutumée avec une variation de polarisation de grille de l'ordre de 7 volts seulement ; nous appellerons cette lampe l'hexode à *pente variable*.

La RENS 1224 correspond à la E448 Philips et la RENS 1234 à la E449. Ces lampes Philips ont été lancées en France, en septembre 1933 et en 1935.

La « Mischhexode » et la « Fadinghexode » ne diffèrent entre elles qu'en ce que la « Fadinghexode » présente une première grille de commande à pas variable ou à coupures qui assure l'apparition de l'effet de pente variable.

Une hexode comporte six électrodes :

1° Une cathode chauffée indirectement par un élément chauffant ;

2° Une première grille, dite première grille de commande ;

3° Une seconde grille, dite première grille écran ;

4° Une troisième grille, dite seconde grille de commande ;

5° Une quatrième grille, dite seconde grille écran ;

6° Une anode.

La représentation schématique de l'hexode est conforme à la figure XVI-63-1.

La E449, hexode à pente variable, se présente exactement comme la E448, à cette seule différence près que la première grille de commande est du type à pas variable (deux coupures).

Toutes les hexodes isolées sont actuellement périmées. Par contre, on utilise presque exclusivement les changeuses de fréquence triodes-hexodes : ECH3 et 6ES, dont nous parlons plus loin. Ces deux lampes conviennent également au changement de fréquence en télévision.

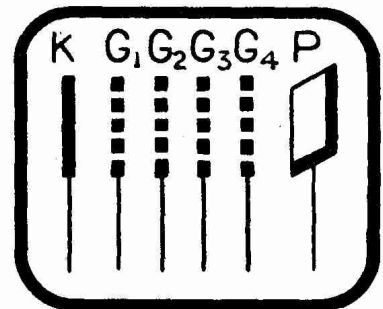


FIG. XVI-63-1. — Schéma de l'hexode à chauffage indirect. K est la cathode, G_1 la première grille, G_2 la seconde grille, G_3 la troisième grille, G_4 la quatrième grille, P l'anode.

CHAPITRE XI

L'HEPTODE

§ 64. — Généralités.

Il vient immédiatement à l'esprit d'ajouter une cinquième grille à une hexode et de la transformer en heptode.

Sous une des formes de cette modification, l'hexode se trouve perfectionnée comme l'est la tétrode lorsqu'on la transforme en pentode par adjonction de la grille n° 3.

L'adjonction de cette cinquième grille à une hexode a été effectuée aux Etats-Unis en 1933 (pentagrid tubes 2A7-6A7 de la RCA) et en 1936 (heptode 6L7) et en Europe (heptode convertisseuse VHT4 Ferranti, second trimestre 1933 ; heptode à pente variable EH2 Philips 1937).

Le schéma de principe d'une heptode est donc conforme à la figure XVI-64-1.

Nous appellerons l'heptode type 2A7-6A7 et 6A8 l'*heptode convertisseuse*, car son rôle essentiel est d'assurer le changement de fréquence par une seule lampe.

Nous appellerons l'heptode type 6L7-EH2 l'*heptode à pente variable*, car, outre son emploi comme modulatrice dans les changements de fréquence à deux lampes, elle peut fonctionner en amplificatrice HF ou MF suivant le même principe (grille G_1 à pente variable, action de commande de la pente par la grille G_5) que l'hexode à pente variable, dont elle ne diffère que par la présence d'une cinquième grille reliée à la cathode.

§ 65. — Décomposition de l'heptode en lampes constitutives.

Il est facile d'appliquer à l'heptode la méthode de décomposition en lampes constitutives.

On peut, en effet, considérer l'heptode comme constituée de deux lampes superposées, la cathode de l'une est la cathode K de la lampe, la cathode de

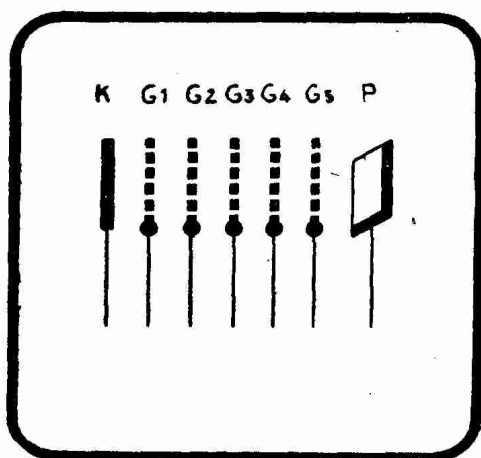


FIG. XVI-64-1. — Schéma de principe de l'heptode, lampe comportant sept électrodes dont cinq grilles.

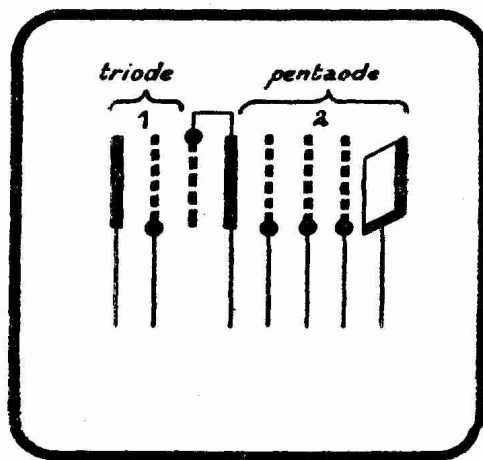


FIG. XVI-65-1. — Décomposition de l'heptode en deux lampes superposées : une triode et une pentode (cette dernière à cathode virtuelle).

l'autre est la cathode virtuelle formée par une couche d'électrons qui prend naissance autour d'une grille dont le choix conditionne une série de décompositions possibles de l'heptode.

Ainsi, si nous considérons l'ensemble $K G_1 G_2$ comme une triode de cathode K , de grille G_1 et d'anode G_2 , cette triode constitue la première lampe constitutive ; la seconde lampe constitutive est formée d'une cathode virtuelle prenant naissance autour et à l'extérieur de G_2 , de trois grilles G_3, G_4, G_5 et de l'anode P ; c'est une pentode.

Cette décomposition correspond à la représentation théorique de la figure XVI-65-1.

De même on peut considérer comme première lampe constitutive la tétrade formée de la cathode K , des grilles G_1 et G_2 et de l'« anode » G_3 , la seconde lampe constitutive étant la tétrade formée par la cathode virtuelle que l'on fait apparaître autour et à l'extérieur de G_3 , par les deux grilles G_4 et G_5 et par l'anode P .

Cette décomposition correspond à la représentation théorique de la figure XVI-65-2.

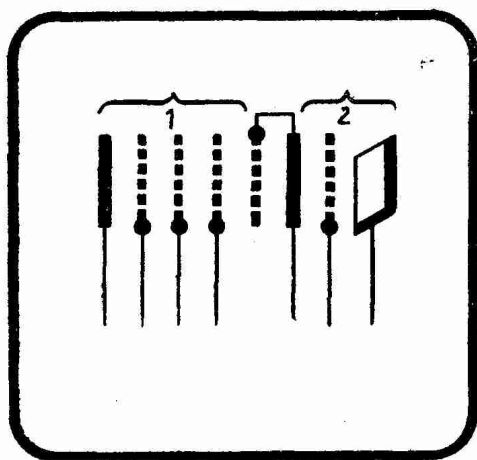


FIG. XVI-65-2. — Décomposition de l'heptode en deux lampes superposées : une pentode et une triode (cette dernière à cathode virtuelle).

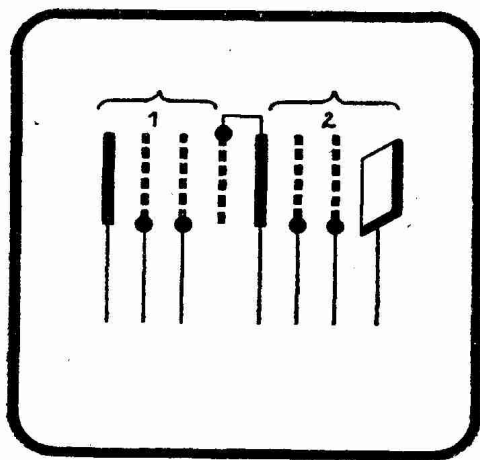


FIG. XVI-65-3. — Décomposition de l'heptode en deux lampes superposées : une tétrade et une tétrade (cette dernière à cathode virtuelle).

On peut aussi envisager la décomposition représentée figure XVI-65-3.

Ces diverses compositions correspondent à autant de groupes distincts d'utilisations possibles de l'heptode.

§ 66. — L'heptode convertisseuse.

Le type de ces lampes est la 2A7, la 6A7 et la 6A8. Ces lampes à chauffage indirect ne diffèrent que par leurs caractéristiques de chauffage (2,5 volts pour la 2A7, 6,3 volts pour la 6A7 et la 6A8).

Voici les caractéristiques de la 6A8 tout métal :

Tension d'anode	250 volts
Tension G_3 et G_5	100 volts
Tension G_2	200 volts
Polarisation G_4	— 3 volts à — 45 volts
Polarisation G_1	0 volt

Le schéma de principe de l'heptode convertisseuse 2A7-6A7-6A8 est donné figure XVI-66-1.

L'heptode américaine à chauffage indirect est enclose dans une ampoule de dimensions réduites (la lampe a une hauteur hors tout de 115 millimètres), montée sur un culot à 7 broches (1). La partie supérieure de l'ampoule, suivant

(1) Cela pour les types verre primitifs 2A7-6A7. La 6A8 est munie du culot octal. Les broches 2 et 7 correspondent à l'élément chauffant, la broche 8 à la cathode, la broche 1 à l'ampoule métallique, la broche 3 à l'anode, la broche 4 aux grilles 3 et 5, la broche 5 à la grille 1, la broche 6 à la grille 2, le téton de l'ampoule à la grille 4.

la technique adoptée dans de nombreuses lampes américaines, est étranglée pour assurer la rigidité mécanique des électrodes dont les montants sont embrochés dans un disque de mica, lequel vient prendre appui sur la face interne de l'étranglement de l'ampoule.

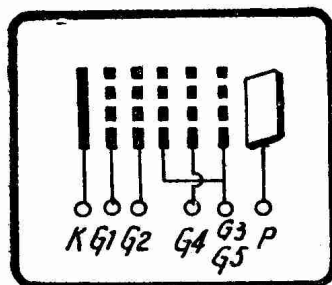


FIG. XVI - 66 - 1. — Schéma de principe de l'heptode convertisseur.

L'anode est un cylindre métallique plein. Les cinq grilles, sauf la grille 2, sont des hélices ayant pour axe commun le bâtonnet de cathode. Seules les grilles 5 et 4 sont véritablement cylindriques, les grilles 1 et 3 sont de forme aplatie, la grille 2 est réduite à ses deux montants.

La grille 2 joue le rôle d'anode de la triode constitutive de la lampe, l'heptode américaine étant destinée à fonctionner suivant un mécanisme auquel correspond la décomposition de la figure XVI-65-1.

La grille 5 et la grille 3 sont reliées électriquement à l'intérieur de la lampe. La grille 4 est la grille de commande. Elle est reliée à la prise du sommet de l'ampoule. Elle est à pas variable. La pentode constitutive de l'heptode américaine est donc à pente variable. Nous retrouverons plus tard les conséquences remarquables de cette propriété.

La figure XVI-66-2 donne une photographie de la cathode et des cinq grilles d'une heptode 2A7-6A7 démontée, électrodes rangées les unes à la suite des

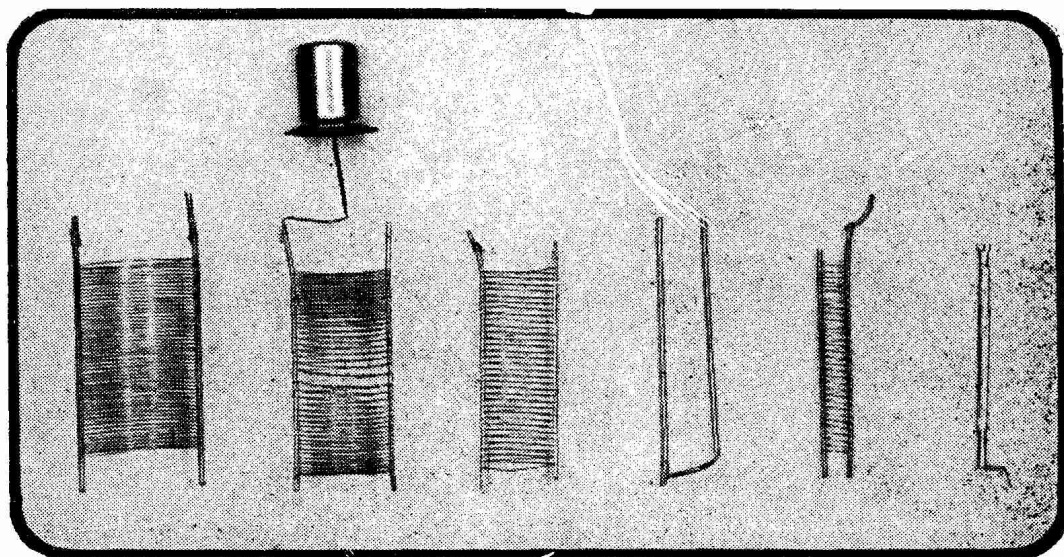


FIG. XVI-66-2. — La cathode et les cinq grilles de l'heptode américaine 2A7-6A7.

autres dans leur ordre normal de droite à gauche. On remarquera la forme tout embryonnaire de la grille 2 et l'élargissement du pas de la grille 4 vers son milieu.

A signaler l'heptode à chauffage direct (2 volts, 0,1 ampère) X21 Gecovalve et les 1A6 et 1C7G américaines (2 volts, 0,06 ampère) qui permettent la réalisation de changeurs de fréquence batteries de conception vraiment moderne donnant des performances comparables à celles des postes secteur lse plus récents.

§ 67. — L'heptode à pente variable.

En juillet 1935 a été lancée l'heptode américaine à pente variable 6L7 (lampe métallique 6,3 volts) qui est une amplificateur fonctionnant à la manière d'une hexode à pente variable à laquelle on aurait ajouté une cinquième grille reliée à demeure à la cathode (grille dite de suppression entre anode et grille 4).

Tension anode	250 volts
Tension G2 G4	80 volts
Polarisation G1 G3	— 2 à — 20 volts
Pente	1,4 à moins de 0,002 mA/V
Résistance interne	de 1 à plus de 10 MO

L'EH2 se présente sous la forme habituelle des lampes de la série rouge : ampoule verre recouverte d'une métallisation colorée en rouge, culot à ergots latéraux. La hauteur maximum totale est de 90 mm, téton de l'ampoule compris, téton qui correspond à la grille 1. Le plus fort diamètre est de 32 mm.

Le culot de l'EH2 est le culot P. Les ergots 2 et 3 correspondent à l'élément chauffant, l'ergot 1 à la cathode (et à la grille 5), l'ergot 4 à la métallisation de l'ampoule, l'ergot 5 à l'anode, l'ergot 6 à la grille 2, l'ergot 7 à la grille 4, l'ergot 8 à la grille 3, le téton du sommet correspondant à la grille 1.

Le schéma d'utilisation de l'EH2 en amplificatrice HF ou MF est rigoureusement identique à celui donné figure XVI-67-2 à propos de la 6L7.

Nous aurons l'occasion de retrouver l'EH2 et la 6L7 dans la suite de cet ouvrage

CHAPITRE XII

L'OCTODE

§ 68. — Généralités.

Au début de 1934, la maison Philips a lancé sur le marché l'octode, lampe à huit électrodes dont six grilles (lampes AK1 à chauffage 4 volts et CK1 à chauffage 13 volts). Le schéma de la disposition des électrodes de cette lampe est donné figure XVI-68-1. C'est, en somme, une heptode convertisseuse conforme au type américain à laquelle on a ajouté une grille de freinage dans la seconde lampe constitutive, qui devient ainsi une hexode.

Suivant la méthode de présentation des lampes à cathode fictive utilisée dans cet ouvrage, l'octode Philips peut être, en effet, considérée comme composée de deux lampes constitutives superposées : une triode formée par la cathode, la première grille et la seconde grille ; une hexode formée par la cathode fictive qui prend naissance autour et à l'extérieur de la seconde grille, par la troisième grille, par la quatrième grille, par la cinquième grille, par la sixième grille et par l'anode.

La grille 4 sur laquelle on applique les oscillations incidentes est à pas variable permettant l'intervention de l'effet de pente variable.

Les grilles 1, 2 et 4 sont accessibles indépendamment. Les grilles 3 et 5 sont reliées ; la grille 6 est reliée à la cathode, laquelle est, par ailleurs, en contact électrique avec la métallisation de l'ampoule.

En 1935, fit son apparition l'AK2 Philips chauffée sous 4 volts 0,65 ampère, (toujours à chauffage indirect). Cette octode est munie du culot P.

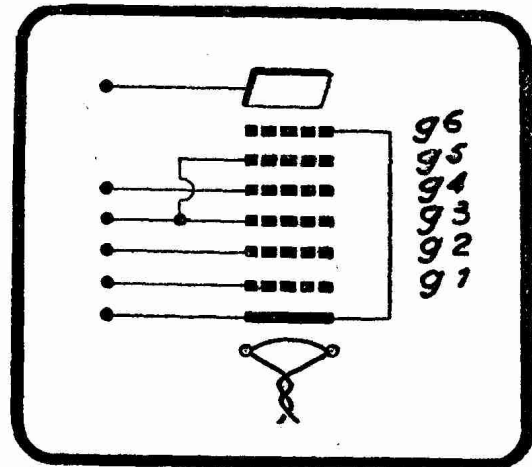


FIG. XVI-68-1. — Disposition schématique des électrodes d'une octode. Les grilles g_3 et g_5 sont reliées à demeure. La grille g_6 est reliée à la cathode.

	AK1		AK 2		EK 2	
Tension de chauffage	4 V		4 V		6,3 V	
Intensité de chauffage	0,65 A		0,65 A		0,2 A	
Tension d'anode ..	200 V		250 V		250 V	
Tension G_6	70 V		90 V		200 V	
Tension G_3 , G_5	70 V		70 V		50 V ⁽¹⁾	
Polarisation G_4 ...	— 1,5 V	— 25 V	— 1,5 V	— 25 V	— 3 V	— 25 V
Pente de conversion	0,6 mA/V	0,001 mA/V	0,6 mA/V	0,001 mA/V	0,70 mA/V	0,002 mA/V
Résistance interne	1,5 M Ω	> 10 M Ω	0,7 M Ω	10 M Ω	2 M Ω	> 10 M Ω
Capacité G_1 - G_4	< 0,25 pF		< 0,35 pF		1,1 pF ⁽²⁾	

⁽¹⁾ Dans le cas des OC il y a avantage à porter cette tension à 80 V.

⁽²⁾ Par suite de la présence du condensateur neutrodyne.

L'octode de la série rouge Philips 1936-1937 est l'EK2 à chauffage 6,3 volts 0,2 ampère. Cette lampe est dite *octode neutrodynée* du fait de la présence entre grilles 1 et 4 d'une petite capacité. Le culot est du type P.

Le tableau donne les caractéristiques essentielles de fonctionnement des trois principales octodes Philips. La pente de conversion est une caractéristique de la lampe lorsqu'elle est utilisée en changeuse de fréquence.

L'octode sert essentiellement au changement de fréquence. Prévue, et pour ainsi dire toujours utilisée pour le changement de fréquence par une lampe, elle peut être employée néanmoins comme modulatrice dans un montage changeur de fréquence à deux lampes.

La dernière octode lancée par Philips fut la EK3. Signalons aussi l'octode américaine type « octal » 6K8 et celle à culot « loktal » 7A8 (Sylvania), qui sont encore utilisées aux U.S.A.

CHAPITRE XIII

LES DIODES COMBINÉES

§ 69. — Généralités.

Lorsque nous avons étudié la détection moderne, nous avons mis en lumière les avantages de la détection linéaire qui fait apparaître sans déformation la modulation d'une émission radiotéléphonique, aussi grande que soit son amplitude.

Nous avons représenté, figure XVI-6-1, le montage d'une lampe D à deux électrodes (ou diode) en détectrice, le résultat de la détection apparaissant aux bornes de la résistance R shuntée par un condensateur de 100 à 200 pF.

Les oscillations BF disponibles entre les extrémités d'une résistance de diode sont d'une très remarquable pureté, elles reproduisent très fidèlement la modulation de l'émission à recevoir, mais elles ne sont pas d'une très grande amplitude ; cette amplitude est, en particulier, beaucoup moins forte que l'amplitude des oscillations BF qui apparaissent à la sortie d'une détectrice triode. Lorsque, dans un récepteur équipé avec une détection triode, on désire remplacer cette détection par une détection diode, il faut remplacer cette détectrice triode par une diode *suivie d'une lampe montée en amplificatrice de tension*. En effet, une diode détecte sans amplifier ; le mécanisme de son fonctionnement ne s'accompagne d'aucun effet de relais comme celui que l'on observe avec une triode détectrice, laquelle non seulement détecte, mais encore amplifie. Le schéma d'un ensemble détecteur amplificateur constitué par une diode détectrice et par une triode amplificatrice BF couplée à la manière classique par résistances et condensateurs, a été représenté figure XVI-21-28.

L'étage qui suit est l'étage de sortie ; si cet étage exige une attaque importante on le fait précéder non pas d'un, mais de deux étages amplificateurs de tension. A la place de la triode amplificatrice, on peut évidemment monter une tétrode à écran ou une pentode (voir figure XVI-58-5).

La disposition de la figure XVI-21-28 présente l'avantage de séparer nettement la fonction détectrice de la fonction amplificatrice.

Alors, en effet, que dans le montage classique de la triode en détectrice la fonction amplificatrice se trouve empêchée de s'accomplir dans les meilleures conditions par les exigences de polarisation de la fonction détectrice qui sont en contradiction avec les siennes propres, dans les montages du type de la figure XVI-21-26, la fonction amplificatrice peut s'effectuer exactement comme l'impose la théorie de l'amplification classe A.

La disposition de la figure XVI-21-28 présente cependant un petit inconvénient pratique : elle exige deux lampes, donc deux cathodes, deux éléments chauffants ; en un mot un encombrement et un courant de chauffage plus importants que ceux qui sont nécessaires dans le cas d'une détection par triode (ou par tétrode ou par pentode).

Cette objection du courant de chauffage plus important n'est pas très forte, car qu'importent dans un poste secteur quelques watts de plus ou de moins ? Néanmoins les constructeurs de lampes ont réalisé des *diodes combinées* constituées par une ou deux anodes de diode entourant la base d'une cathode qui est commune à cette diode et à un élément triode, tétrode ou pentode.

§ 70. — Les diodes combinées.

1° Diode tétrode :

La première diode combinée européenne vendue en France, a été la E444 Philips. C'est une *diode-tétrode* qui n'est guère utilisée actuellement que comme lampe de remplacement.

Cette lampe est, en effet, constituée par une tétrode à écran (comportant grille, écran et anode) à chauffage indirect, dont la cathode présente vers le bas un petit prolongement entouré d'un petit anneau métallique, protégé par un blindage relié à la cathode ; cet anneau constitue l'anode de la diode.

La figure XVI-70-1 donne un des montages possibles de la E444 en détectrice, CE est le circuit aux bornes duquel apparaissent les oscillations à détecter (secondaire du dernier transformateur d'un amplificateur HF ou MF). Les oscillations BF apparaissent aux bornes de R_4 . Elles sont reportées par un condensateur C_5 du point a à une résistance R_2 montée entre la grille et le — B (masse).

C'est une simple application de l'attaque d'une grille par résistance capacité.

La polarisation grille s'obtient par une résistance R_3 montée dans la cathode. Comme on le voit, l'élément tétrode peut être polarisé à la valeur convenant à son fonctionnement normal en amplificateur BF, sans que cette polarisation influe en quelque manière que ce soit sur l'élément diode : la fonction détectrice et la fonction amplificatrice s'effectuent donc de manière indépendante et dans des conditions qu'un choix convenable des résistances et capacités rendent optima.

Entre l'anode de l'élément tétrode et le + B (200 à 250 volts) on monte une résistance R_4 (1). La tension d'écran s'obtient par un dispositif potentiomè-

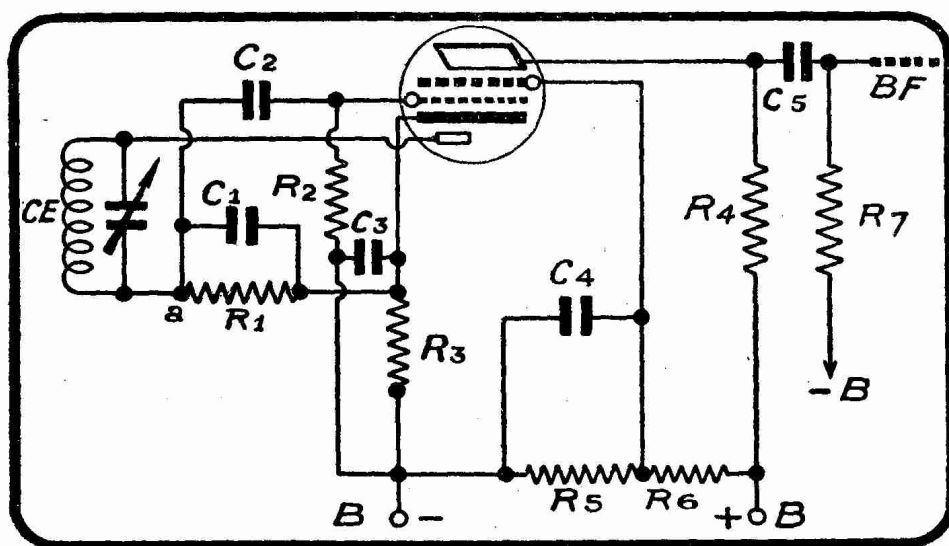


FIG. XVI-70-1. — Montage complet d'une diode tétrode en détectrice diode série.

trique habituel en matière de tétrode à écran, monté entre le — B et le + B. La tension BF disponible aux bornes de la résistance R_4 , dite résistance de couplage, est transmise par le condensateur C_5 à une résistance R_7 montée en parallèle sur l'espace cathode-grille d'une lampe BF de puissance subséquente (lampe d'une dizaine de watts par exemple).

En général, pour la E444, on prend $R_1 = 300.000$ ohms. La tension d'écran et la résistance R_3 sont alors, pour $B = 200$ volts, de respectivement 33 volts et 5.000 ohms. Cette valeur de tension écran de 33 volts est obtenue avec $R_5 = 15.000$ ohms et $R_6 = 100.000$ ohms.

La résistance R_1 est, en pratique, comprise entre 0,4 et 1 mégohm, la résistance R_2 de 1 ou 2 mégohms ; le condensateur C_2 est de 200 pF, et le condensateur de C_1 de 5 000 pF. Les condensateurs de shunt C_3 et C_4 sont de 0,2 ou 0,5 μ F. Le condensateur de liaison C est de 0,01 μ F. R_7 est de 800.000 ohms.

D'autres montages ont été proposés pour la diode tétrode.

(1) Entre la résistance R_4 et le + B on peut monter une résistance de découplage d'une dizaine de mille ohms ; le point commun à cette résistance et à R_4 est relié au — B (masse) par un condensateur de 1 microfarad.

Le montage de la figure XVI-70-1 est, en effet, fondé sur la *détection série* de la figure XVI-6-1 A. Il existe une détection *diode parallèle* dont le principe a été représenté figure XVI-6-1 B. Les tensions détectées apparaissent aux bornes de R de cette figure. Le condensateur C_1 de la figure XVI-6-1 B a pour rôle d'empêcher que R ne court-circuite purement et simplement le circuit d'entrée LC. L'application de la détection diode parallèle à la diode tétrode donne le schéma de la figure XVI-70-2, dans laquelle les condensateurs et résistances correspondent (en valeur) lettre pour lettre aux condensateurs et résistances de la figure XVI-70-1.

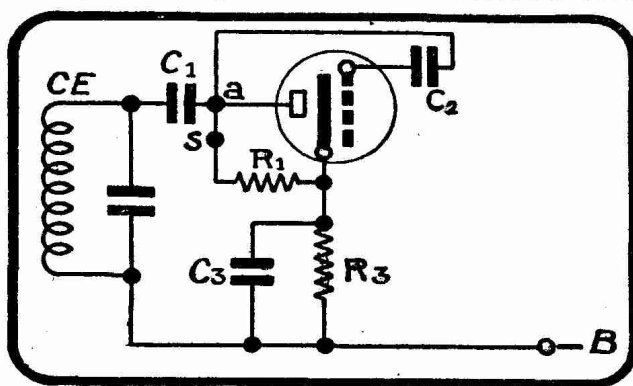


FIG. XVI-70-2. — Montage d'une diode combinée en détectrice diode parallèle. Une bobine de choc peut être montée en S.

Les tensions détectées qui apparaissent en *a* sont reportées à la grille de commande de l'élément tétrode comme il est indiqué figure XVI-70-1. La partie non complétée de la figure XVI-70-2 est identique à la partie correspondante de la figure XVI-70-1.

2° Double diode-triode :

La double diode-triode comporte, suivant le même principe général que la diode tétrode, une cathode commune à deux anodes de diode et à un élément triode comportant grille et anode. Elle correspond à la représentation schématique de la figure XVI-70-3.

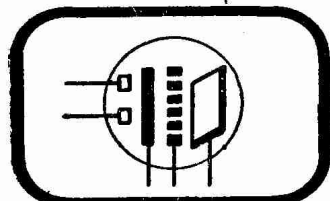


FIG. XVI-70-3. — Représentation schématique de la double diode-triode.

De telles lampes existent dans le type américain et dans le type européen.

Le principal avantage de la seconde anode de diode est d'ailleurs dans la possibilité de réaliser avec la double diode-triode des montages qui présentent un grand intérêt dans la pratique de la commande automatique de volume, technique que nous examinerons plus loin (2).

Le tableau donne les caractéristiques des parties triodes des doubles diodes-triodes les plus utilisées à l'heure actuelle.

TYPE	MARQUE	CHAUFFAGE		Tension d'anode en volts	Pente en mA/V	k	Résistance interne en ohms	Polarisation grille en volts
		Volts	Ampère					
6Q7 et 6SQ7	USA	6,3	0,3	250	1,2	70	58.000	— 3
EBC3	Philips	6,3	0,2	250	2	30	15.000	— 5,5
KBC1	Philips	2	0,1	135	1	16	16.000	— 4,5

(1) Etant donné qu'il est possible d'obtenir avec une triode montée en détectrice par la grille et munie du dispositif correcteur Colebrook, une détection dont la pureté est capable de satisfaire les plus difficiles, la vogue des diodes combinées en général et celle de la double diode-triode en particulier, n'aurait pas atteint le degré dont ces lampes bénéficient à l'heure actuelle si l'emploi desdites diodes combinées s'était confiné à la seule détection-amplification. Ce qui a fait le succès des lampes que nous examinons dans ce chapitre, c'est qu'elles permettent la réalisation de montages à commande automatique de volume d'une simplicité remarquable et d'une efficacité qui donne à ce problème de la C.A.V. des solutions plus séduisantes les unes que les autres.

La double diode-triode, par sa simplicité d'emploi, est très utilisée. La figure XVI-70-4 donne un montage fort populaire de la double diode-triode. La partie triode est couplée à l'étage suivant (généralement étage de puissance) par résistance-capacité. Les doubles diodes-triodes présentant une résistance interne élevée (cas de la 75, de la 2A6 et de 6Q7) conviennent surtout au couplage par résistance. Lorsque la partie triode a une résistance moyenne ou faible, le

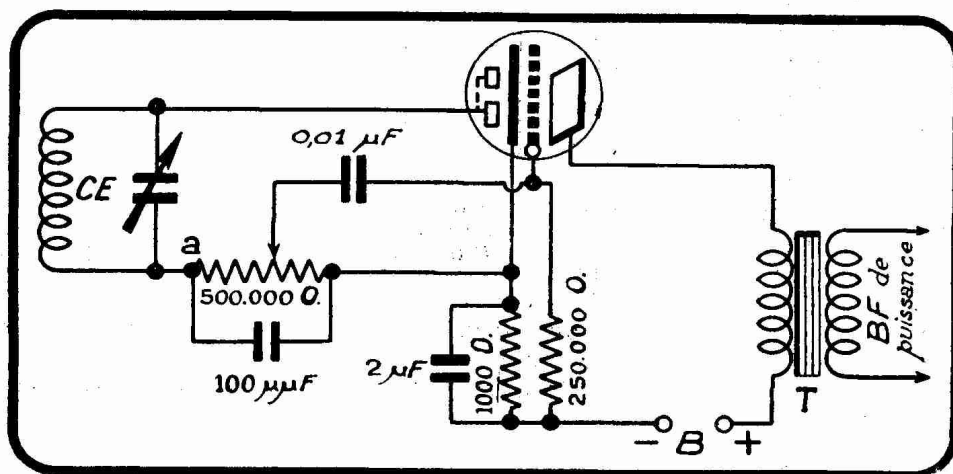


FIG. XVI-70-4. — Montage de la double diode-triode en détectrice diode simple avec couplage à l'étage suivant l'élément triode amplificateur BF de tension par transformateur. Les valeurs indiquées conviennent à la MHD4 Gecoalve.

couplage par transformateur peut être mis en œuvre de la manière indiquée figure XVI-70-4. Par une entorse aux règles de la théorie, la liaison par résistance-capacité est d'ailleurs également utilisée du fait de sa simplicité et de son économie de mise en œuvre avec des triodes à résistance interne faible.

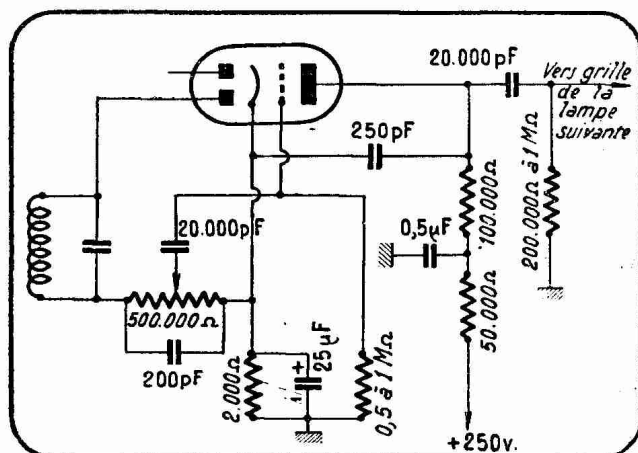


FIG. XVI-70-5. — Montage d'une 6Q7 à liaison par résistance.

La figure XVI-70-5 donne le montage d'une 6Q7 avec couplage à la lampe suivante par élément de liaison à résistances.

REMARQUE. — Certaines triodes entrant dans la constitution des doubles diodes-triodes présentent des caractéristiques très intéressantes qui les recommandent pour divers emplois en dehors de toute utilisation des diodes. Ainsi arrive-t-il fréquemment que l'on utilise la seule partie triode d'une double diode-triode. C'est ce qui s'observe pour l'EBC3 ou la 6Q7.

3° Double diode pentode :

Les Américains ont créé une diode combinée constituée par une double diode faisant cathode commune avec un élément pentode dont la troisième est reliée intérieurement à la cathode. Les premières lampes de ce type furent la 2B7 et la 6B7, la 2B7 ayant une cathode chauffée sous 2,5 volts et 0,8 ampère et la 6B7 une cathode chauffée sous 6,3 volts et 0,3 ampère.

La double diode-pentode américaine de la série métallique est la 6B8 (6,3 volts 0,3 ampère) pour laquelle $S = 1,325 \text{ mA/V}$, $k = 800$, $\rho = 0,6 \text{ M}\Omega$.

La représentation schématique de la double diode pentode est donnée figure XVI-70-6.

La première formule européenne de la double diode pentode a été la Cossor DD Pen dont l'élément pentode est à pente variable. Considérée au seul point de vue de la détection, la double diode pentode se monte à la manière de la diode tétrode examinée précédemment.

Une autre lampe intéressante est la DN41 Geco-valve, *double diode pentode de puissance*. Cette diode combinée présente un élément pentode de sortie (en fait une N41) de sensibilité telle qu'elle donne sa pleine puissance modulée lorsqu'elle est attaquée par des oscillations BF de 2 volts efficaces seulement : toute amplification BF de tension intermédiaire devient ainsi très souvent inutile.

Dans ce même esprit, Philips a lancé l'EBL1, double diode-pentode de puissance dont la partie pentode correspond à l'EL3. C'est une lampe 6,3 volts ampère ; et ensuite la EBF2, analogue à la 6B7 et 6B8. Signalons aussi la 6H8 à culot octal.

Comme on le voit, les solutions les plus diverses ont été données au problème de la diode combinée. Ces solutions diffèrent par la nature de l'élément amplificateur qui accompagne la diode simple ou la diode double. Pour permettre aux usagers de monter à la suite de l'élément détecteur diode l'élément amplificateur de leur choix (triode, tétrode, pentode), soit dans le type amplification de tension, soit dans le type amplification de puissance, la maison Philips a lancé au début de 1934, une double diode sans élément amplificateur combiné : la AB1 à chauffage indirect dont l'élément chauffant exige 4 volts 1 ampère. Cette double diode présente des anodes de plus grande surface que celle des diodes combinées. La saturation est ainsi évitée sur les signaux très forts. Par la suite ont été créées la EB4 et la EB40 Rimlock pour télévision et ondes courtes.

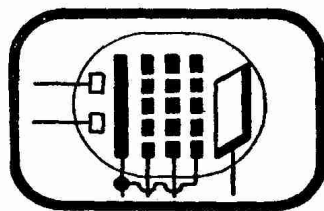


FIG. XVI-70-6. — Représentation schématique de la double diode - pentode américaine 2B7-6B7.

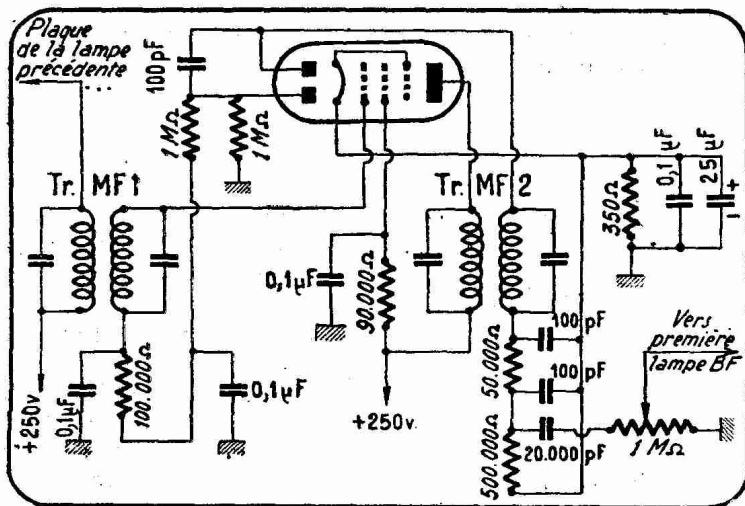


FIG. XVI-70-7. — Utilisation d'une double diode-pentode 6H8 ou EBF2 comme amplificatrice M.F., détectrice diode et lampe de C.A.V. différée.

REMARQUE. — Nous n'avons envisagé l'emploi de l'élément qui complète les diodes combinées que comme amplificateur BF. Il est possible d'utiliser cet élément comme élément amplificateur HF ou MF et de détecter le résultat de l'amplification par l'élément diode. Cet emploi particulier de la diode combinée est, bien entendu, intéressant surtout dans le cas de la diode tétrode ou de la diode pentode, ce qui se fait couramment avec la 6H8 ou EBF2. La figure XVI-70-7 donne un schéma d'application pratique. Les caractéristiques des lampes EBF2, 6M7, 6H8 et les correspondants en Rimlock sont données au paragraphe 58 du présent livre.

Les utilisations possibles des diodes combinées sont de la sorte très largement accrues.

CHAPITRE XIV

LES LAMPES COMPLEXES

§ 71. — Généralités.

On appelle *lampes complexes* des lampes comportant dans la même ampoule deux groupes d'électrodes ou plus.

Il est intéressant de noter que les premières en date des lampes complexes furent les valves de redressement biplaques.

Les diodes combinées que nous avons rencontrées dans le chapitre précédent sont, d'après cette définition, des lampes complexes. Nous les avons étudiées à part à cause du rôle capital joué par leur élément diode.

Des lampes complexes particulièrement compliquées ont été étudiées en Allemagne par Manfred von Ardenne et construites par Lœwe. Ces lampes contiennent dans une même ampoule non seulement deux ou trois éléments triodes à électrodes indépendantes, mais encore les résistances et capacités de liaison.

Ces lampes (Mehrfachöhren) correspondent à une technique spécifiquement allemande et n'ont pas rencontré une grande faveur auprès des amateurs des autres pays.

Parmi les lampes complexes nous citerons : la 2B6 ; son perfectionnement la 6B5 ; les doubles triodes ; les triodes-pentodes 6F7 et ECF1 ; la triode hexode dont les types principaux sont l'ACH1 Telefunken et les modèles actuels : ECH3, 6ES, ECH41 et UCH41 Rimlock.

§ 72. — La 6B5 et les lampes analogues.

Un perfectionnement de la 2B6 est la 6B5, lampe chauffée sous 6,3 volts 0,8 ampère. Elle ne présente qu'une cathode accessible, celle du second élément triode. La cathode de l'élément 1 est reliée à l'intérieur de la lampe à la grille de l'élément 2. Elle fonctionne normalement sans résistance de polarisation ⁽¹⁾ et le schéma pratique est conforme à la figure XVI-72-1.

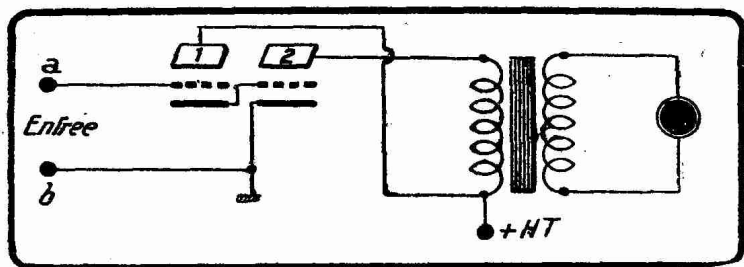


FIG. XVI-72-1. — Montage pratique de la 6B5.
On remarquera l'extrême simplicité du dispositif.

Attaquée par une tension BF de 15 volts efficaces, c'est-à-dire par une 6B8 ou 6H8 par exemple, la 6B5 fournit 4 watts modulés avec une distorsion totale de seulement 5 %. L'impédance optimum de charge est de 7.000 ohms. Avec deux 6B5 montées en push-pull de grande puissance (400 volts anode et —13 volts de polarisation de la grille de la première triode) on obtient, pour une attaque entre grille de 60 volts efficaces, une puissance modulée de 20 watts. L'impédance optimum d'anode à anode est alors de 10.000 ohms.

Il existe des lampes du type 6B5 dans les séries lampes « tous courants », en particulier la 25B5 et la 25N6, cette dernière munie du culot octal de la figure XVI-14-7. La correspondante de la 6B5 avec culot octal est la 6N6 tout métal ou verre.

(1) En réalité, lorsqu'on casse la lampe, on trouve à l'intérieur une résistance de 30.000 Ω montée entre les deux cathodes.

§ 73. — Les doubles triodes.

Les doubles triodes sont constituées par deux éléments triodes identiques logés dans la même ampoule (verre ou métal). Le chauffage peut être direct ou indirect.

Ces lampes sont en général destinées à l'amplification push-pull classe B2 ⁽¹⁾ avec polarisation grille nulle (fonctionnement conforme aux conditions de la figure XVI-21-20) ; quelques-unes, par exception, fonctionnent avec une polarisation grille non nulle.

Certaines de ces lampes sont destinées aux postes batteries (chauffage direct 2 volts), domaine d'utilisation de choix de la classe B2.

Le tableau donne les caractéristiques essentielles des principales doubles triodes ; toutes sont destinées à l'amplification push-pull classe B2, sauf la 6E6, qui est indiquée pour la classe A.

TYPE	MARQUE	NATURE de la cathode	CHAUFFAGE		Tension d'anode en volts	Polarisation grille en volts	Impédance plaque à plaque en ohms	Puissance modulée en watts
			Volts	Ampère				
10 et 1J6G	U S A	CD	2	0,26	135	0	10.000	2,1
53	U S A	CI	2,5	2	300	0	10.000	10
6A6	U S A	CI	6,3	0,8				
6N7	U S A métal.	CI	6,3	0,8				
79	U S A	CI	6,3	0,6	250	0	14.000	8
RK 34	U S A	CI	6,3	0,8	300	— 15	10.000	12
6E6	U S A	CI	6,3	0,6	250	— 27,5	14.000	1,6

Mentionnons également la 6J6, la 6SN7, la 6F8, etc. américaines, et la ECC50 Rimlock, européenne.

§ 74. — La triode-pentode.

Les types les plus connus sont la 6F7 américaine, lampe verre remontant à plusieurs années déjà, et le type européen ECF1.

La 6F7 comporte un élément pentode et un élément triode à chauffage indirect. Ces éléments ont même élément chauffant (6,3 volts, 0,3 ampère) et même cathode. L'élément pentode présente, du fait de la grille de commande à coupure, un effet de pente variable. La troisième grille de cet élément pentode est reliée à la cathode. Le schéma de la lampe peut se représenter comme l'indique la figure XVI-74-1.

Cette lampe peut servir à l'amplification haute fréquence ou encore à l'amplification basse fréquence, l'élément triode servant de lampe de silence. L'un des éléments peut être monté en oscillateur (application au changement de fréquence).

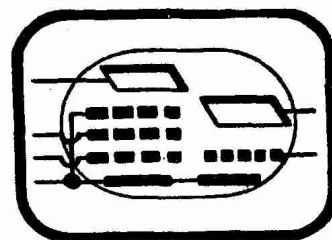


FIG. XVI-74-1. — Représentation schématique de la triode-pentode 6F7.

(1) On sait, en effet, que la pentode n'offre aucun avantage sur la triode en classe B2, aussi adopte-t-on dans ce domaine le triode, plus simple et de prix plus bas.

La ECF1 est analogue à la 6F7. Les caractéristiques des éléments triodes sont :

LAMPE	6F7	ECF1
Tension anode	100 volts	150 volts
Polarisation grille	— 3 volts	— 2 volts
Coefficient d'amplification	8	23
Pente	0,45 mA/V	2,5 mA/V
Résistance interne	17.800 Ω	9.000 Ω

Les caractéristiques de l'élément pentode sont :

	6F7	ECF1
Tension anode	250 V	250 V
Tension écran	100 V	100 V
Polarisation grille	— 3 V	— 2 V
Coefficient d'amplification	900	3.000
Pente	1,1 mA/V	2,5 mA/V
Résistance interne	0,85 M Ω	1,2 M Ω

§ 75. — La triode-hexode.

La première de ces lampes a été l'ACH1 Telefunken (Fadingmishhexode) triode-hexode spécialement étudiée pour le changement de fréquence. Elle présente, dans une même ampoule de verre, une hexode et une triode. La grille de la triode est reliée à demeure à la grille 3 de l'hexode.

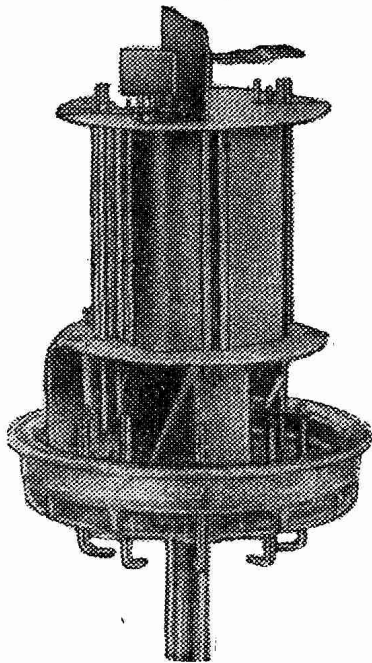


FIG. XVI-76-1. — Aspect intérieur du tube Miniwatt EE50 à émission secondaire.

En mai 1937, Tungsram a lancé sa triode-hexode 6TH8, lampe à chauffage indirect 6,3 volts 0,7 ampère. Le culot de cette lampe est le culot octal. C'est le premier exemple de l'application du culot octal à une lampe de conception spécifiquement européenne.

Nous étudierons plus loin les triodes-hexodes modernes : ECH3, 6E8, UCH41 et ECH41 Rimlock. Rappelons aussi l'existence de la 6J8, triode-heptode de la même famille, sauf en ce qui concerne l'élément hexode, remplacé par un élément heptode. La 6J8 correspond, en réalité, à la réunion d'une 6C5 et d'une 6L7.

§ 76. — Tubes à émission secondaire.

Les tubes de ce genre actuellement en service en France, sont les types 4696, EE1 et EE50. Le premier est à culot transcontinental, tandis que le second et le troisième possèdent un culot genre loktal avec 9 broches et un ergot central relié au blindage.

La figure XVI-76-1 donne l'aspect intérieur du tube EE50, que l'on préférera au type 4696, dont il est le perfectionnement.

La première de ces lampes a été l'ACH1 Telefunken (Fading mish hexode)

Le grand avantage des tubes à émission secondaire, c'est leur pente très élevée : 14 mA/V pour le EE50, 25 mA/V pour un type annoncé, mais qui n'est pas encore disponible au moment où nous écrivons ces lignes : le type EFP50 Miniwatt. Voici les caractéristiques des 4 types sus-indiqués :

	4696 et EE1	EE50	EFP50
Vf V	6,3	6,3	6,3
If A	0,6	0,3	—
Va V	250	250	250
Vg2 V	150	250	250
Vk2 V	150	150	150
Vg1 V	— 2,5	— 3	— 2
Ia mA	8	10	20
S mA/V	14,5	14	25

Ces tubes peuvent être utilisés comme amplificateurs H.F., M.F. et B.F., en radio ou en télévision, et comme déphaseurs dans les amplificateurs basse fréquence.

Leur schéma est donné sur la figure XVI-76-2, et leur disposition interne sur la figure XVI-76-3 : les électrons primaires émis par la cathode K1 tra-

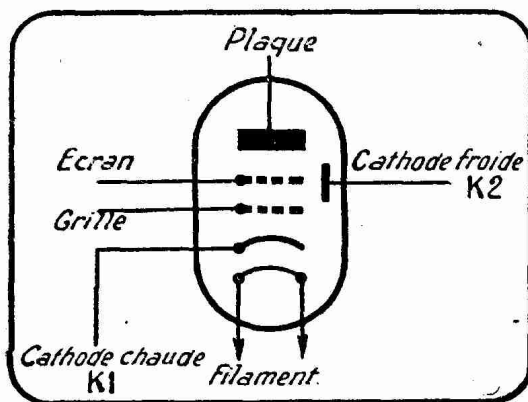


FIG. XVI-76-2. — Schéma d'un tube à émission secondaire du type à cathode froide.

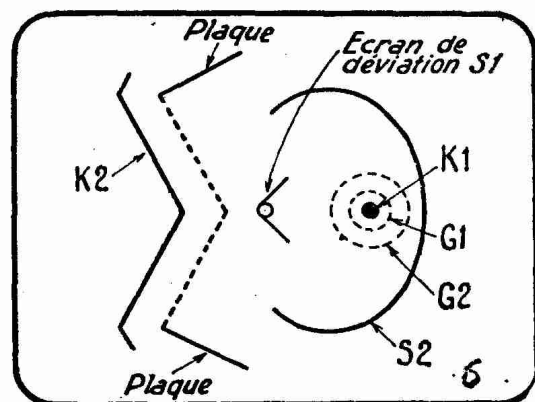


FIG. XVI-76-3. — Coupe schématisée d'un tube à cathode froide 4696.

versent à grande vitesse la grille de commande 1 et la grille écran G_2 . L'écran de déviation S_1 est constitué de telle sorte qu'il puisse diriger les électrons vers la cathode froide K_2 , portée à une tension positive élevée (+ 150 V). Les électrons libérés par K_2 , dits électrons secondaires, sont attirés par la plaque, qui est portée à une tension plus élevée que K_2 : + 250 V.

La figure XVI-76-4 donne un schéma d'utilisation du tube 4696 comme amplificateur MF.

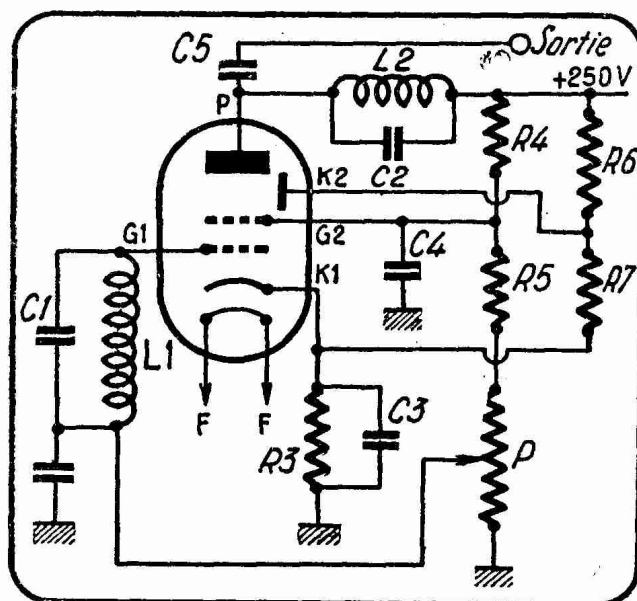


FIG. XVI-76-4. — Schéma d'utilisation du tube 4696 en amplificateur moyenne fréquence.

Les valeurs des éléments sont les suivantes :

$$C_3 = C_4 = 0,1 \mu F$$

$$C_5 = 150 \text{ pF}$$

$$R_3 = 3.200 \Omega$$

$$R_4 = 25.000 \Omega$$

$$R_5 = 80.000 \Omega$$

$$R_6 = 125.000 \Omega$$

$$R_7 = 23.000 \Omega$$

$$P = 20.000 \Omega$$

$L_1 C_1 = L_2 C_2 =$ circuits oscillants d'entrée et de sortie respectivement.

Dans le chapitre réservé aux amplificateurs basse fréquence, nous donnerons un schéma du tube à émission secondaire utilisé comme déphaseur.

LIVRE XVII

ALIMENTATION DES LAMPES

CHAPITRE PREMIER

LES SOURCES DE TENSION UTILISEES EN RECEPTION

§ 1. — Généralités

L'alimentation des lampes, donc des récepteurs et amplificateurs modernes qui sont, en fin d'analyse, des ensembles de lampes convenablement choisies et correctement reliées entre elles par des circuits adéquats, est un problème de tout premier plan.

Une lampe, donc un ensemble de lampes, par conséquent un récepteur de T. S. F., exige trois sortes de sources de tension :

1° Une source de tension portant la cathode à l'incandescence, et assurant ainsi l'émission électronique nécessaire au fonctionnement de la lampe. Cette source, appelée souvent source de chauffage, est constituée de l'une des manières suivantes :

Batterie de piles ou d'accumulateurs, le plus souvent de 2, 4 ou 6 volts ; c'est le cas des lampes batteries, lampes à chauffage direct et postes auto.

Bloc redresseur et filtreur fournissant, en partant du secteur alternatif, la tension continue, dans le cas où l'on désire chauffer les lampes batteries sans utiliser des accumulateurs ou des piles.

Secteur alternatif dévolté, suivant les lampes, à 2,5, 4 ou 6,3 volts, dans le cas de lampes à chauffage indirect et de lampes de puissance à chauffage direct.

Secteur continu ou alternatif, dans le cas des lampes universelles (série américaine 6,3 volts, séries européennes 6,3, 10, 13 volts et Rimlock), à chauffage indirect, dont les éléments chauffants sont montés en série.

Dans les deux premiers cas, on appelle la source de chauffage la source « A ».

2° Une source de tension anodique de 120, 150, 200, 300 volts ou plus, suivant le type de lampe considéré. Pour les lampes batteries (lampes HF détectrices et BF de moyenne puissance), la tension anodique ne dépasse pas 150 volts. Elle est, en général, comprise entre 20 et 150 volts.

Pour les lampes à chauffage indirect et les lampes BF de puissance moyenne, la tension anodique est, en pratique, de 250 volts.

La partie BF de certains récepteurs modernes exige 300 volts. Cette source doit être rigoureusement continue (1). Elle est constituée par une batterie de piles ou d'accumulateurs, ou par un bloc redresseur-filtreur attaqué par le sec-

(1) Suivant la fonction de la lampe considérée, la tension anodique peut contenir une composante alternative parfois assez importante ; c'est ce qui se présente dans le cas des deux lampes d'un étage final push-pull.

teur alternatif. La solution du bloc redresseur-filtreur s'impose, bien entendu, dans les postes secteur alternatif.

Dans le cas de l'alimentation sur secteur continu, qui a reçu, en 1933, une heureuse solution grâce à l'apparition de certaines lampes spéciales (lampes américaines universelles de la série 0,3 ampère), la tension du secteur utilisée comme tension anodique doit être filtrée.

A la manière américaine, nous avons appelé, au cours de cet ouvrage, la source anodique, la source « B ».

3° Une source de polarisation de grille, qui peut être nécessaire en haute fréquence, en détection et en basse fréquence. Dans le domaine qui intéresse directement l'amateur, la polarisation varie suivant les circonstances entre -1 et -75 volts, pour dépasser rarement -60 volts. Cette source de polarisation est constituée soit par une batterie de piles ou d'accumulateurs, soit par un bloc redresseur et filtreur spécial, soit par une résistance traversée par le courant d'anode, et aux bornes de laquelle apparaît la tension de polarisation. Cette dernière méthode est le plus fréquemment utilisée dans les postes et amplificateurs secteur.

Cette source de polarisation est, aux Etats-Unis, la source « C ».

La pureté des auditions dépend de la constance et de la qualité de l'émission électronique des filaments — donc de la source « A » et, en général, de la source de chauffage alternative ou continue — et aussi de la constance des tensions d'anode et de polarisation — donc de la source « B » et de la source « C ». La puissance des auditions, d'autre part, est liée étroitement à la source « B », puisqu'elle fournit l'énergie nécessaire à l'attaque des haut-parleurs, et la constance de cette source est aussi nécessaire que celle des deux premières.

Aux débuts de la T. S. F. d'amateur, les deux sources d'alimentation « A » et « B » (on ne parlait pas encore de source « C » !) étaient respectivement constituées par une batterie d'accumulateurs (deux éléments de 2 volts) et une batterie de piles sèches du type Leclanché. Plus tard, de petits accumulateurs destinés à l'alimentation anodique furent lancés sur le marché. La source « C » est, aujourd'hui encore, souvent constituée par de petites piles sèches, une telle source ne débitant pas normalement, puisque l'espace filament-grille constitue, du fait de la présence de cette source « C », une coupure franche (1).

A l'heure actuelle, les lampes secteur dominent la technique de la réception. L'alimentation totale sur le secteur (alternatif en général, continu par exception) s'est taillé la part du lion, sans que, pour cela, les postes batteries soient abandonnés.

§ 2. — Les batteries

L'alimentation par batteries d'accumulateurs fut longtemps considérée comme l'idéal. Mais les procédés modernes d'alimentation sur secteur alternatif ont atteint un degré de mise au point tel que les accumulateurs, trop chers, trop encombrants, trop assujettissants, sont passés à l'arrière-plan de l'actualité radiotechnique.

Comme, toutefois, les batteries d'accumulateurs intéressent encore les possesseurs d'un certain nombre de récepteurs, nous jugeons utile de consacrer un bref paragraphe aux batteries et, par ce mot, nous entendons aussi bien les groupements d'accumulateurs que les groupements de piles sèches.

Pour le chauffage des filaments, la capacité et la force électromotrice de la batterie d'accumulateurs (source « A ») varient suivant le nombre et la nature des lampes utilisées.

La batterie d'accumulateurs d'anode (source « B ») sera de 80 volts à 160 volts et sa capacité comprise entre 1 et 3 ampères-heure : 2 ampères-heure

(1) Du moins dans l'amplification basse fréquence sans courant grille (classes A et B1) habituelle en matière de récepteurs « batteries ».

constituent une excellente moyenne et peuvent convenir, sous réserve de recharges plus fréquentes, aux postes à nombreuses lampes.

Certains des meilleurs rechargeurs d'accumulateurs ne peuvent recharger que 50 volts au plus. Pour utiliser ces appareils à la recharge d'une batterie de 80 volts, il faut couper ⁽¹⁾ cette batterie en deux moitiés de 40 volts chacune et effectuer la recharge sur ces deux moitiés mises en parallèle. La figure XVII-2-1 montre comment monter un inverseur bipolaire plaçant les deux ensembles de 40 volts soit en série (pour l'utilisation), soit en parallèle (pour la charge). Entre les bornes B et B', on dispose de 40 volts ou de 80 volts, suivant que l'inverseur est rabattu vers la droite ou la gauche.

Si la batterie de 80 volts est de 2 ampères-heure, en montant ses deux moitiés en parallèle pour la charge, on se trouve en présence d'une batterie de 40 volts 4 ampères-heure.

On peut recharger de même trois ou quatre groupes de 40 volts montés en parallèle, dans le cas de batteries de 120 et 160 volts.

On peut remplacer les batteries d'accumulateurs d'anode par des piles, mais ces dernières, d'un prix d'ailleurs assez élevé, offrent une résistance intérieure qui croît rapidement avec le temps. Lorsque cette résistance intérieure dépasse une certaine valeur, le poste récepteur accroche en basse fréquence, et l'on entend dans le casque ou le haut-parleur un sifflement qui couvre toute réception. On peut remédier à ce défaut en plaçant en parallèle sur la batterie plaque un condensateur de forte capacité (2 microfarads). Une batterie de piles, utilisée comme source anodique, dure au plus six mois, et cette durée est considérablement diminuée dans les postes modernes, où les consommations de 30 milliampères sont habituelles (cas de l'utilisation de lampes spéciales BF, dont le courant anodique est assez élevé). Les batteries sèches de 135 volts et plus sont assez chères, car, débitant davantage, elles doivent présenter une capacité plus grande.

Pour mesurer la tension aux bornes d'une batterie d'anode avec quelque précision, il faut utiliser un voltmètre à cadre de forte résistance intérieure (40.000 à 60.000 ohms) et effectuer cette mesure pendant le service de la batterie, afin d'apprécier la chute de tension due au débit. Une bonne batterie ne donne qu'une différence négligeable (0,5 à 2 volts), lorsque l'on mesure sa tension à vide et sa tension en débit sur 6 ou 7 lampes.

L'écoute sur piles est souvent gênée par des craquements dus à de mauvais contacts intérieurs. Il importe de ne pas confondre ces craquements avec des

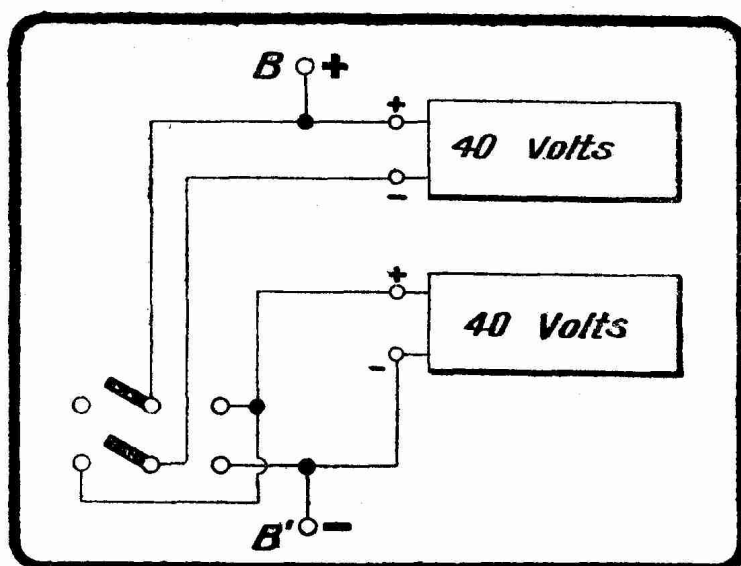


FIG. XVII-2-1. — Il est parfois commode de couper une batterie d'accumulateurs de 80 volts en deux batteries de 40 volts que l'on branche en série pour l'utilisation et en parallèle pour la charge. Cette méthode est applicable à toute batterie d'accumulateurs comportant un nombre pair d'accumulateurs.

(1) « Couper » dans le sens propre du mot, c'est-à-dire séparer les deux moitiés sans qu'il subsiste un contact électrique quelconque entre elles, absolument comme s'il s'agissait de constituer deux batteries de 40 volts indépendantes en partant de la batterie de 80 volts considérée.

parasites atmosphériques. L'antenne étant débranchée, les bruits dus aux parasites sont très diminués, tandis que les bruits provenant de la batterie ne subissent aucune modification ; c'est là un excellent moyen de discriminer les deux phénomènes. Un condensateur de 2 microfarads aux bornes de la batterie affaiblit très notablement ces bruits, mais le remède n'a qu'une action temporaire, les jours d'une batterie bruyante étant toujours comptés.

Il existe des batteries de piles pour le chauffage des filaments. Comme la tension aux bornes des filaments doit être maintenue très fixe, et comme, d'autre part, la tension aux bornes d'une batterie de piles varie beaucoup au cours de son utilisation, il y a lieu, lorsque l'on se sert de ces piles pour le chauffage, de prévoir un voltmètre permettant de contrôler à chaque instant la tension aux bornes des filaments.

Enfin, la batterie de polarisation (source « C ») est constituée par un bloc de piles sèches sur lequel des prises permettent de faire varier la tension de 1,5 en 1,5 volt. La tension totale d'une telle batterie est pratiquement de 10 ou 15 volts. Des batteries « C » de tension plus grande peuvent être nécessaires pour certaines lampes, mais comme ces lampes exigent des tensions anodiques élevées, que l'on obtient avec de l'alternatif redressé et filtré, on remplace, dans ce cas, les batteries de polarisation par les dispositifs que nous avons déjà décrits.

§ 3. — Alimentation des récepteurs « batteries » en alternatif redressé et filtré

L'alimentation sur le secteur alternatif des ensembles récepteurs et amplificateurs du type « batteries » est un problème auquel se sont attachés beaucoup

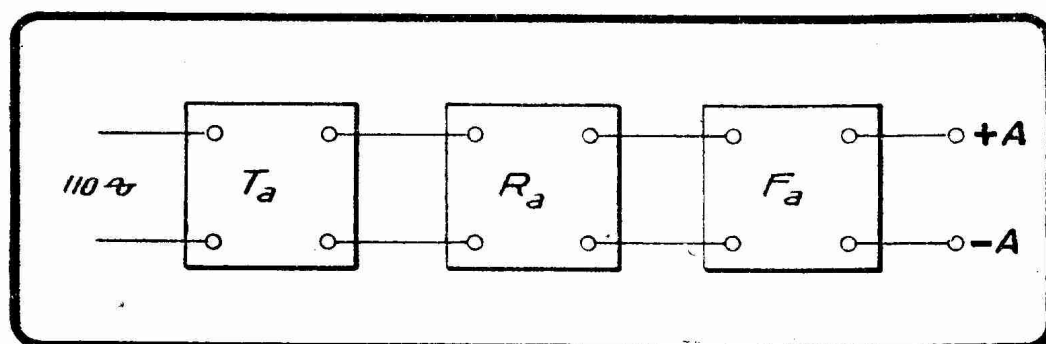


FIG. XVII-3-1. — Schéma théorique d'un bloc de chauffage sur alternatif redressé et chauffé.

de chercheurs, et qui n'a reçu une solution pratique complète qu'au début de 1929.

Il s'agit d'obtenir, en partant du secteur alternatif 110 ou 220 volts, 50 périodes ⁽¹⁾ :

1° Une tension continue de 4 volts ou de 2 volts, ou toute autre tension filament, pouvant donner un débit de l'ordre de l'ampère ou plus (source « A ») ;

2° Une tension continue de 80 à 200 volts, pouvant donner un débit de 10 à 100 mA (source « B ») ;

3° Une tension continue de 1 à 50 volts ne débitant normalement pas (source « C »).

Les trois tensions ainsi obtenues sont appliquées alors à n'importe quel ensemble récepteur ou amplificateur du type « batteries », sans qu'il y ait lieu de faire subir audit ensemble une modification quelconque, si ce n'est la réalisation de la communauté du —A et du —B (ou —HT).

(1) Dans le cas du 25 périodes, il faut employer des filtres à deux cellules, les redresseurs restent les mêmes.

Examinons successivement les méthodes permettant d'obtenir les trois tensions « A », « B » et « C » désirées.

1° Tension « A » :

Pour obtenir cette tension « A » en partant du secteur alternatif, il suffit d'abaisser la tension du secteur, de redresser cette tension ainsi dévoltée, de filtrer le courant ondulé obtenu. Le bloc de chauffage en alternatif redressé et filtré est donc schématiquement constitué par un transformateur-abaisseur T_a , un redresseur R_a , un filtre F_a (fig. XVII-3-1).

Pendant longtemps, la réalisation pratique de la figure XVII-3-1 s'est heurtée aux difficultés suivantes :

1° trouver un redresseur R_a redressant avec un bon rendement quelques volts sous une intensité de l'ordre de l'ampère ;

2° réaliser les capacités *formidables* (2.000 microfarads) nécessaires pour le débit de 1 ampère demandé au filtre.

Ces deux difficultés ont été résolues, en 1929, par la mise au point des redresseurs secs (cuivre-oxyde de cuivre) qui conviennent particulièrement en

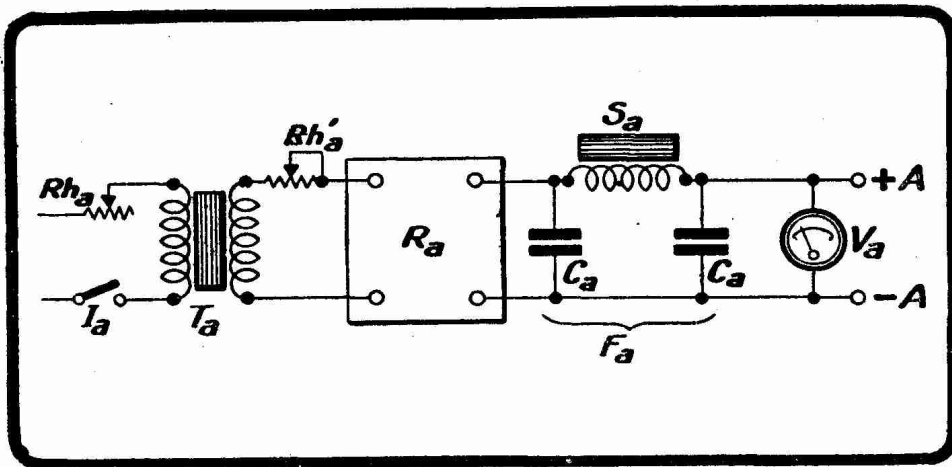


FIG. XVII-3-2. — Schéma pratique d'un bloc de chauffage sur alternatif redressé et filtré.

R_a et par, celle des condensateurs électrochimiques qui, sous un faible volume peuvent présenter des capacités de plusieurs milliers de microfarads.

La réalisation pratique de la figure XVII-3-1 s'effectue alors comme l'indique la figure XVII-3-2 :

T_a est un transformateur donnant au secondaire 14 volts-1,4 ampère.

R_a est un groupe d'éléments au cuivre-oxyde de cuivre montés de manière à utiliser les deux alternances (par exemple le type A3 Westinghouse, prévu pour 9 volts 1 ampère et toutes puissances inférieures).

C_a sont des condensateurs électrochimiques de 2.000 microfarads chacun.

S_a une bobine de 0,5 ohm de résistance et de 0,06 henry de coefficient de self-induction.

Rh_a est une résistance variable de 1.000 ohms montée sur le primaire de T_a .

Rh'_a une résistance variable de 30 ohms montée entre le secondaire de T_a et R_a . Cette disposition permet de n'appliquer aux bornes des condensateurs C_a que la tension minimum.

En toute rigueur, un seul de ces deux rhéostats suffirait, mais la présence d'un rhéostat dans le primaire et d'un autre dans le secondaire donne beaucoup plus de souplesse au réglage du bloc, surtout si on désire l'utiliser sur des circuits de résistances très diverses.

V_a un voltmètre de bonne précision (appareil à cadre mobile) gradué de 0 à 6 volts, monté sur les bornes de sortie + A et — A.

Pour une tension donnée du secteur, d'une part, pour des réglages donnés des rhéostats Rh_a et Rh'_a , d'autre part, le voltmètre V_a n'indique 4 volts (ou 2 volts) que pour une certaine résistance du circuit d'utilisation branché aux bornes + A et — A. Lorsque l'on augmente la résistance de ce circuit, c'est-à-dire lorsque l'on diminue le nombre des lampes du récepteur (par exemple passage de l'écoute sur cinq lampes à l'écoute sur quatre), la tension aux bornes + A et — A augmente, dépasse 4 volts (ou 2 volts), ce qui est préjudiciable aux filaments des lampes laissées en circuit. Il est donc nécessaire, avant de diminuer le nombre des lampes mises en circuit, de ramener la tension indiquée par le voltmètre V_a à 2,5 volts (ou 1 volt) par la manœuvre de Rh_a ou de Rh'_a , la lecture 4 volts (ou 2 volts) étant obtenue à nouveau, après la modification du nombre des lampes, par une retouche aux deux rhéostats ou à l'un d'eux seulement.

REMARQUE. — Lorsqu'il s'agit de chauffer en alternatif redressé et filtré les filaments d'un poste ondes courtes, il est nécessaire, pour éliminer complètement les bourdonnements qui naissent surtout dans la détectrice, d'utiliser un filtre plus important. On réalise, en conséquence, un filtre à deux cellules en π constitué par un condensateur de 2.000 μF , une bobine de self de quelques centièmes de henrys (du type de S_a de la fig. XVII-3-2), un condensateur de 4.000 μF , une seconde bobine S_a , un condensateur de 2.000 μF . Le rhéostat Rh'_a reste monté, entre le redresseur R et le transformateur T, sur la branche positive.

Le dispositif qui vient d'être indiqué n'est plus que rarement employé, mais peut être encore utile pour chauffer les lampes des préamplificateurs de cinéma, par exemple.

2° Tension « B » :

Il faut, ici encore, redresser l'alternatif du secteur, mais après l'avoir préalablement survolté, et filtrer le courant ondulé obtenu. Le procédé est depuis longtemps réalisable. Le schéma d'un bloc de tension anodique en alter-

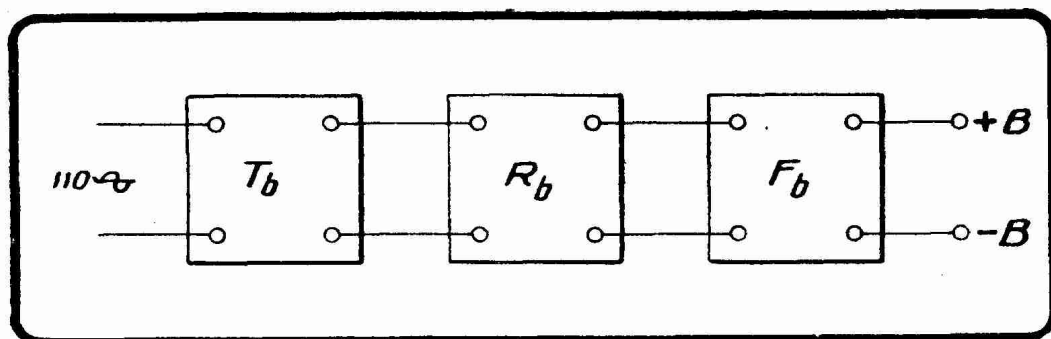


FIG. XVII-3-3. — Schéma théorique d'un bloc de tension anodique sur alternatif redressé et filtré.

natif redressé et filtré est représenté figure XVII-3-3. Il est, comme on le voit, absolument identique, en son principe, au bloc de chauffage.

T_b est le transformateur élévateur, R_b le redresseur, F_b le filtre.

Le redresseur R_b peut être un dispositif à valves ou à contact sec. Pratiquement, pour des tensions redressées allant jusqu'à 150 volts, le redresseur au cuivre-oxyde de cuivre peut être préféré, pour sa robustesse mécanique, aux valves, mais au delà de 150 volts, les valves biplaques reprennent l'avantage, du fait de leur prix beaucoup plus bas.

Le filtre F_b est constitué par une bobine à fer de 50 henrys et des condensateurs de 8 à 32 microfarads prévus avec la marge de sécurité désirable, condensateurs du type électrolytique.

La figure XVII-3-4 représente un bloc de tension anodique sur secteur alternatif. Le redressement se fait avec un groupe d'éléments au cuivre-oxyde de cuivre monté conformément au schéma doubleur de tension (1).

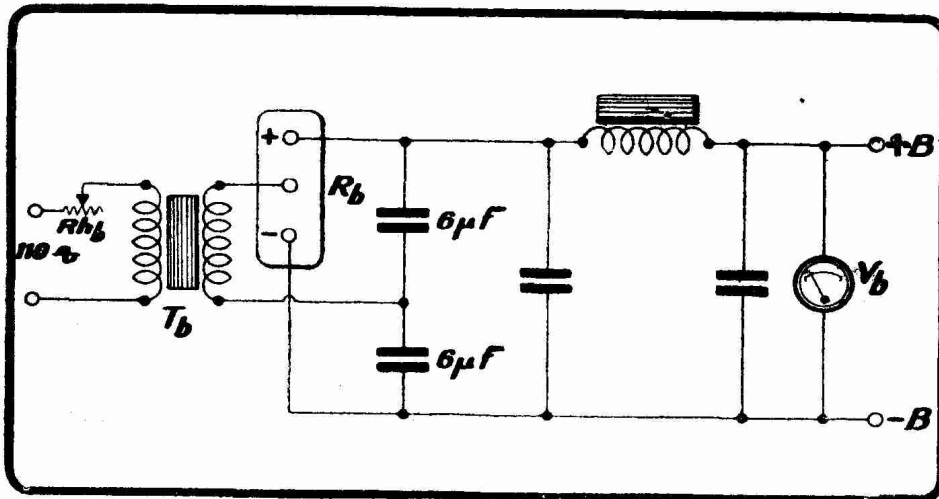


FIG. XVII-3-4. — Schéma d'un bloc de tension anodique sur alternatif redressé et filtré. Redresseur au $Cu-CuO$.

Les deux condensateurs de $6\mu F$ sont obligatoirement à diélectrique papier. R_b est un rhéostat de 1.000 ohms permettant de *commander* la tension aux bornes de sortie $+B$ et $-B$, tension que l'on contrôle à l'aide du voltmètre à cadre V_b , gradué de 0 à 120, ou encore de 0 à 240 volts.

La figure XVII-3-5 représente la réalisation pratique de la figure XVII-3-3 en utilisant comme redresseur R_b un tube biplaque. Les transformateurs T_b

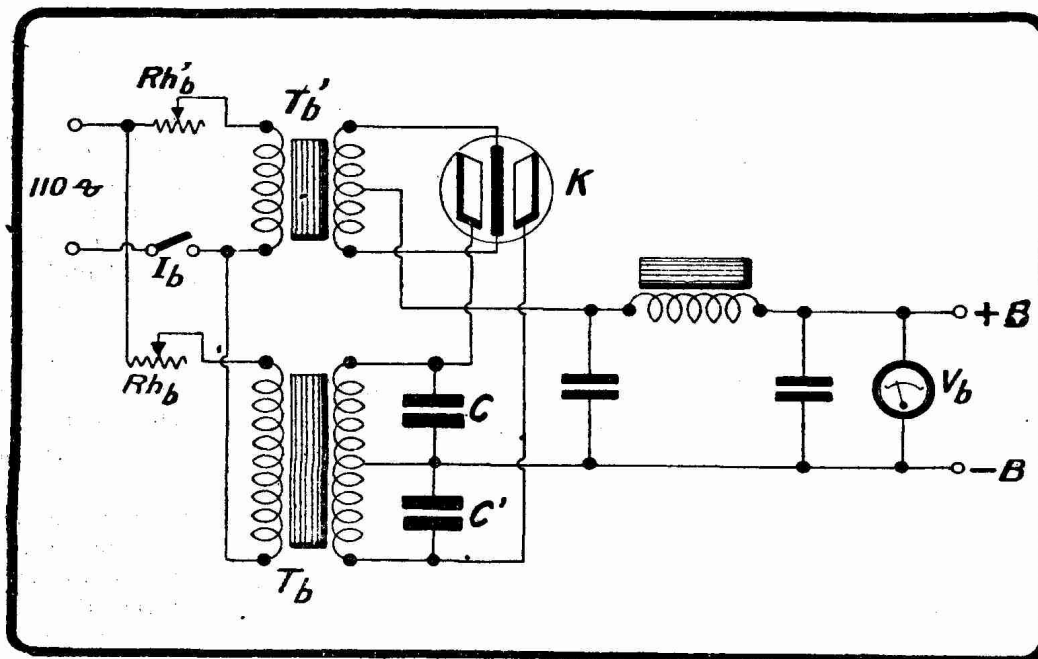


FIG. XVII-3-5. — Schéma pratique d'un bloc tension d'anode. Redressement par valve biplaque.

et T_b dépendent du modèle de la valve employée. Nous avons indiqué en C et C' deux condensateurs shuntant les deux moitiés du secondaire de T_b . Ces condensateurs ont chacun $0,1\mu F$; ils doivent pouvoir supporter la tension qui

(1) T_a est un transformateur ayant un secondaire de 150 volts 60 milliampères.

leur est appliquée ; ils ont pour but d'adoucir le courant redressé et d'en faciliter le filtrage ; leur présence n'est pas absolument obligatoire si K est une valve à vide ; si K est une valve à gaz, leur mise en œuvre est des plus utiles.

Nous avons indiqué figure XVII-3-5 un rhéostat supplémentaire Rh'_b de 600 à 800 ohms, qui sert à commander le chauffage du filament de la valve.

Ce rhéostat est simplement destiné à compenser les variations possibles du secteur, le transformateur de chauffage T'_b , de préférence indépendant de T_b , étant calculé pour la tension minimum dudit secteur. Nous exposerons tout à l'heure des méthodes moins assujettissantes de compensation des variations du secteur.

La commande de la tension aux bornes +B et —B du bloc doit se faire *uniquement* par le rhéostat R_b monté sur le primaire du transfo T_b qui alimente les anodes de la valve, et non par le rhéostat Rh'_b .

Dans les montages des figures XVII-3-4 et XVII-3-5, les deux rhéostats peuvent être supprimés et les transformateurs calculés en conséquence.

La figure XVII-3-4 est surtout indiquée dans le cas où l'on désire obtenir des tensions d'anode inférieures ou égales à 120-130 volts. Il existe cependant des redresseurs au cuivre-oxyde de cuivre donnant 200, ou même 400 volts redressés, mais ces appareils sont assez chers.

Pour des tensions supérieures, la figure XVII-3-5 est préférable au point de vue économie d'achat. Cette figure peut, bien entendu, être utilisée dans tous les cas.

3° Tension « C » :

Il existe deux méthodes d'obtention des polarisations de grille des lampes détectrices et basse fréquence du type « batteries » en parlant du secteur.

La première méthode consiste à redresser l'alternatif du secteur, convenablement abaissé par un transformateur, et à filtrer la tension ondulée obtenue ; on dispose aux bornes de sortie du filtre d'une tension continue que l'on utilise aux fins de polarisation. La compagnie Westinghouse a construit, dans ce but spécial, de petits éléments redresseurs au cuivre-oxyde de cuivre (type G.B.1).

On remarquera que, dans un bloc de polarisation ainsi constitué, le filtre ne débite pratiquement pas : on utilise donc simplement la tension statique (tension maximum) à laquelle se trouve chargé le condensateur de sortie. En pratique, il peut être nécessaire de créer un faible débit du bloc et, dans ce but, il suffit de monter en parallèle sur le dernier condensateur du filtre un voltmètre de quelques dizaines de mille ohms de résistance ; ce voltmètre présente, en outre, l'avantage de donner sur la valeur de la tension de polarisation des indications qui peuvent se montrer utiles.

Si l'on désire plusieurs tensions de polarisation, il suffit de monter en parallèle sur la sortie une résistance d'une cinquantaine de mille ohms prévue pour un courant de 2 ou 3 mA, et partagée en parties égales de 5.000 ohms ; on dispose de la sorte de tensions de polarisation allant de 0 à U par bonds de $U/10$, U étant la tension aux bornes du condensateur de sortie.

A cette méthode, très efficace et d'une souplesse que l'on peut accroître encore en disposant des résistances à curseur, on peut reprocher sa complication et son prix relativement élevé. Est-il, en effet, absolument nécessaire de redresser et de filtrer à la spéciale intention des polarisations négatives de grille ? La réponse est non, sauf dans le cas de l'amplification BF avec courant grille (classes AB2 et B2) employant des lampes à polarisation non nulle, et cela nous conduit à la deuxième méthode annoncée.

La deuxième méthode, très simple et très sûre, ne comporte que des inconvénients d'ordre tout à fait secondaire, négligeables dans le cas normal d'une amplification classe A. Elle consiste à placer dans le —B une résistance variable le long de laquelle le passage du courant d'anode crée une chute de tension. C'est la différence de potentiel ainsi créée que l'on utilise à la polarisation.

Considérons en effet la figure XVII-3-6. R est une résistance que nous supposons fixe (il ne s'agit en effet, pour le moment, que d'une argumentation théorique) et qui est insérée dans le —B.

A travers R passe le courant d'anode I consommé par le récepteur branché entre —B et +B. Le long de R se produit donc une chute de tension égale à RI .

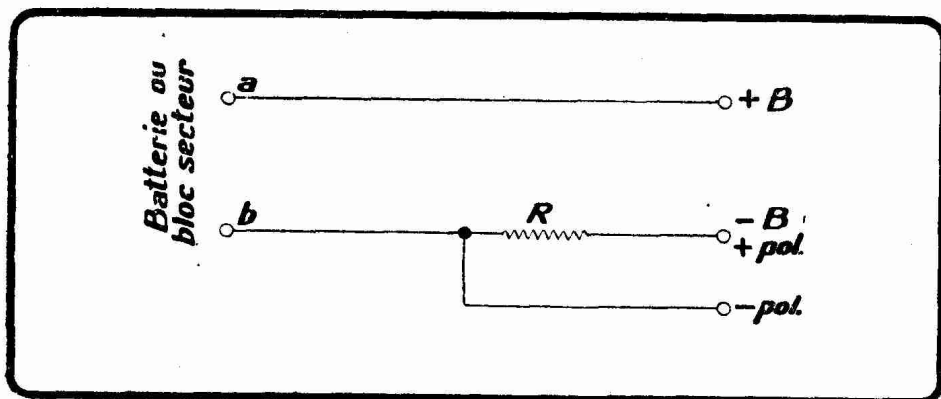


FIG. XVII-3-6. — Le courant d'anode fait apparaître aux bornes de la résistance R une tension que l'on utilise à la polarisation négative de la basse fréquence.

Entre les bornes « + pol. » et « — pol. », on dispose ainsi de la tension RI , que l'on utilise à la polarisation.

Supposons que le récepteur à alimenter et à polariser exige un débit « source B » de 20 mA sous 120 volts et que la polarisation nécessaire à sa

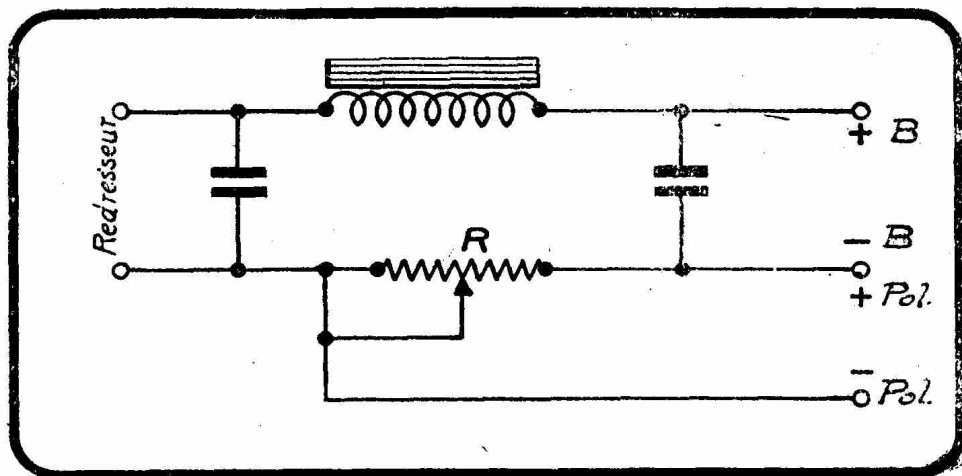


FIG. XVII-3-7. — Réalisation pratique de la figure XVII-3-6.

partie BF soit de —9 volts, par exemple. Le courant traversant R étant de 0,02 A, on devra avoir :

$$R \times 0,02 = 9$$

d'où

$$R = 450 \text{ ohms.}$$

En pratique, il est indispensable qu'un condensateur de shunt se trouve monté entre les bornes —B et +B. C'est pourquoi, lorsque l'on dispose d'une alimentation anodique en alternatif redressé et filtré, on peut faire entrer la résistance R dans la branche — du filtre entre les deux condensateurs (fig. XVII-3-7).

Si l'on est « riche » en microfarads, on réalisera la figure XVII-3-8 qui équivaut, dans une certaine mesure, à un filtre à deux cellules et donne un filtrage plus poussé. Le condensateur monté entre —B et +B aura 2 micro-

farads, au minimum. La figure XVII-3-8 est toujours à préférer à la figure XVII-3-7.

Dans les figures XVII-3-7 et XVII-3-8, nous avons représenté R sous forme d'une résistance variable ; en pratique, R doit être variable, pour que l'on

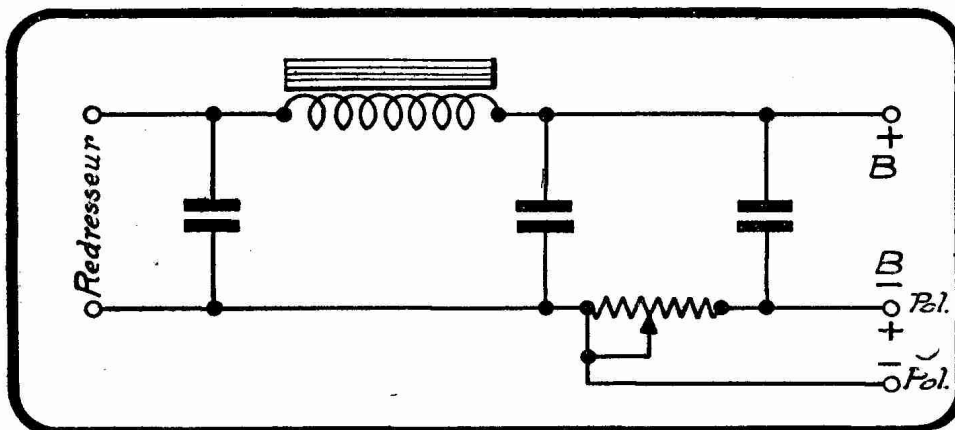


FIG. XVII-3-8. — Réalisation pratique préférable à la figure XVII-3-6.

puisse régler au mieux la tension de polarisation disponible entre les bornes « + pol. » et « — pol. », tension qui varie d'une lampe BF à l'autre.

On constituera R par un potentiomètre de 600 ohms, converti en rhéostat en reliant la borne du curseur à l'une des bornes terminales de l'enroulement.

Un tel rhéostat de 600 ohms permet, avec un courant anodique de 20 mA, d'obtenir toutes les valeurs de polarisation comprises entre 0 et 12 volts ; il

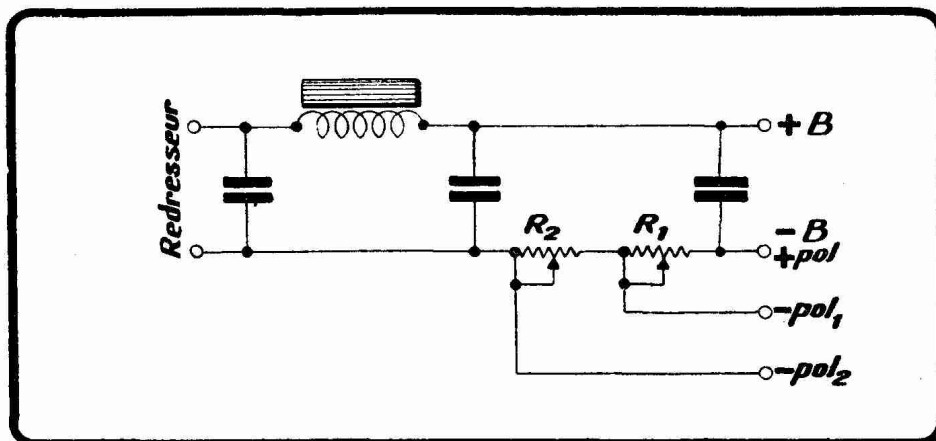


FIG. XVII-3-9. — Cas où deux tensions de polarisation différentes sont nécessaires. convient à tous les récepteurs « batteries » qu'il est pratiquement possible d'imaginer à l'heure actuelle.

Si l'on désirait une polarisation plus forte sous ce même débit de 20 milliampères, il faudrait prendre une résistance plus élevée : 800 ou 1.000 ohms.

Dans le cas où il serait nécessaire d'avoir plusieurs polarisations (ampli BF à deux étages, détection par caractéristique anode nécessitant une polarisation élevée de la grille de la détectrice, utilisation de la détectrice et de la basse fréquence d'un récepteur à l'amplification du courant fourni par un pick-up, etc.) il faudrait monter deux résistances R en série et réaliser, par exemple, la figure XVII-3-8 sous la forme de la figure XVII-3-9.

La polarisation la plus faible est prise entre « + pol. » et « — pol.₁ », le long de R_1 ; la polarisation la plus forte est prise entre « + pol. » et « — pol.₂ », le long de R_1 et de R_2 .

Nous avons dit que cette méthode de polarisation présentait de légers inconvénients. Le moment est venu de les signaler.

Revenons, pour cela, à notre figure théorique XVII-3-6. L'insertion de R provoque, nous l'avons dit, une chute de tension, chute que l'on utilise justement à créer la polarisation recherchée. Il en résulte que la tension disponible entre $-B$ et $+B$, tension d'anode réellement utilisée par le récepteur ou l'amplificateur alimenté, est moins élevée que la tension entre a et b , tension fournie par la batterie, le bloc ou, en général, la source de haute tension dont on dispose. Ainsi, si, entre a et b , nous branchons un bloc qui nous donne 120 volts pour le débit considéré, et si notre récepteur exige une polarisation de 12 volts, entre les bornes $-B$ et $+B$, nous n'aurons plus que 108 volts, les 12 volts ayant été utilisés entre « + pol. » et « - pol. » à la polarisation. Pour compenser cette chute de tension, on est ainsi amené à appliquer en a et b non pas 120 volts, mais 132 volts. Cela ne présente ici aucune difficulté, car un redresseur donnant 120 volts peut donner facilement une quinzaine de volts de plus : il suffit soit de survolter le transformateur du bloc d'alimentation branché en a et b (moins de tours au primaire), soit d'agir sur un rhéostat primaire du transformateur du bloc. C'est, en somme, une simple question de dimensionnement de ce transformateur (transformateur d'attaque du redresseur).

Où la chose peut se montrer plus gênante, c'est dans le cas d'une alimentation anodique sous 450 volts, par exemple, et d'une polarisation de 100 volts (amplificateur phonographique de grande puissance). On peut alors disposer d'un redresseur donnant bien les 450 volts, mais ne pouvant fournir les 100 volts supplémentaires nécessaires à la polarisation de grille : on est amené, dans ces circonstances, à employer un redresseur plus puissant, ce qui peut être fort onéreux.

Mais dans la pratique amateur, l'inconvénient que nous venons de signaler ne se manifeste pas, le plus grand nombre des redresseurs branchés entre a et b de la figure XVII-3-6 ne se trouvant pas « essouffés » à 120 ou 130 volts.

Signalons cependant, en passant, l'intérêt qu'il y a de disposer d'un redresseur possédant une petite réserve de puissance, permettant de réaliser le dispositif de polarisation négative si simple des figures indiquées plus haut.

Remarquons, pour terminer, que, dans ces montages, le « + pol. » est commun au « $-B$ ». Dans les schémas classiques, on a coutume de rendre communs le « + pol. » et le « $-A$ », la polarisation de grille étant comparée à l'extrémité négative du filament.

Ne résulte-t-il pas de cette circonstance une perte quelconque de tension sur les plaques ? En aucune manière, car

1° si l'on branche les montages en question à un récepteur où le $-B$ est branché au $+A$, on sera amené, dans le cas de $A = 4$ volts, à donner à la polarisation une valeur absolue de 4 volts supérieure à celle qui serait nécessaire si le $-A$ et le + pol. étaient communs. Les 4 volts supplémentaires sont donc déduits de la haute tension ; comme le $-B$ est au $+A$, tout se passe comme s'il y avait 4 volts de plus sur l'anode. Il y a compensation, la tension entre $-A$ et $+B$ est de $B - 4 + 4$ volts, c'est-à-dire B volts ⁽¹⁾ ;

2° si, d'autre part, on dispose d'un récepteur où le $-B$ est branché au $-A$, il n'y a pas lieu de donner 4 volts de plus à la polarisation, la tension entre $-A$ et $+B$ est de B volts.

Il est donc, au point de vue auquel nous venons de nous placer, indifférent que le $-B$ soit branché au $+A$ plutôt qu'au $-A$.

Cependant, pour des raisons de stabilisation de l'ensemble constitué par le bloc d'alimentation totale et le récepteur, il y a lieu de préférer le branchement du $-B$ au $-A$. Le point commun « $-B - A + \text{pol.}$ » est mis dans certains cas à la terre, afin d'éliminer les bourdonnements.

§ 4. — Alimentation des postes secteur alternatif

Les postes secteur alternatif sont équipés avec des lampes à chauffage indirect. Ces lampes sont spécialement conçues pour être chauffées en alternatif brut. Les lampes de puissance à chauffage direct peuvent, sans incon-

(1) S'il s'agit de filaments de 2 volts ou 1,4 V, le raisonnement est le même.

venient, être chauffées par de l'alternatif brut pour leurs filaments, notablement plus gros que ceux des lampes batteries classiques, et présentant une inertie calorifique suffisante pour que l'émission électronique soit d'une parfaite constance, malgré le caractère variable ⁽¹⁾ du courant qui les traverse.

Donc, la tension de chauffage des postes secteur alternatif modernes est une tension alternative obtenue en ramenant, à l'aide d'un transformateur dévolteur, la tension du secteur à la valeur désirée.

Bien entendu, toutes les autres tensions d'alimentation (anodes, écrans, polarisations de grille) doivent être continues. On obtient les tensions d'anode et d'écran par le procédé déjà rencontré du redressement, du filtrage et des résistances chutrices.

La polarisation de grille, polarisation qui est nécessaire non seulement pour les lampes BF, mais aussi pour les lampes HF et détectrices, s'obtient par l'un des procédés des figures XVI-21-4 E, F, H, I, suivant qu'il s'agit de lampes à chauffage direct ou indirect.

En général, la partie alimentation d'un poste secteur alternatif moderne est constituée par un transformateur à plusieurs secondaires.

Un de ces secondaires, dit secondaire à haute tension, est destiné à l'attaque du redresseur ; il est à prise médiane, afin de permettre la réalisation du montage redresseur à valve biplaque. Un deuxième secondaire, souvent à prise médiane, sert au chauffage de la cathode de la valve de redressement. Un troisième secondaire à prise médiane sert au chauffage des cathodes des lampes du récepteur.

Quelquefois, ce secondaire est dédoublé en deux secondaires indépendants, servant l'un au chauffage des lampes à chauffage indirect, l'autre au chauffage de la lampe ou des lampes finales à chauffage direct. Les tensions qui doivent apparaître aux bornes de ces différents secondaires, les débits qu'ils sont susceptibles de fournir, sont évidemment conditionnés par la valve de redressement employée et par les lampes (types et nombre) qui équipent le récepteur ⁽²⁾.

Le schéma très général d'un bloc d'alimentation de poste secteur alternatif, bloc qui fait partie intégrante du récepteur, correspond à la figure XVII-4-1.

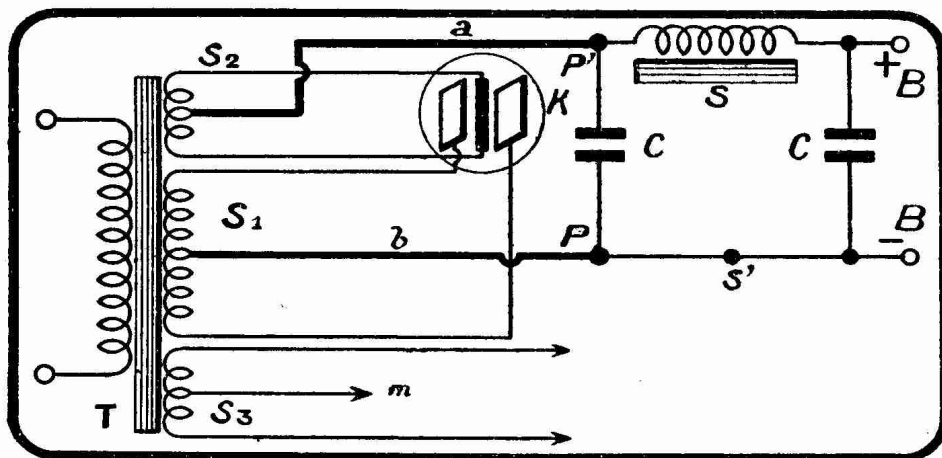


FIG. XVII-4-1. — Schéma d'un bloc d'alimentation de poste secteur alternatif. Le —B est relié à la masse métallique du châssis. Un fusible peut être inséré dans la connexion a. Entre le point marqué m et la masse (—B) on insère une résistance de polarisation lorsque la lampe BF est à chauffage direct.

Le primaire du transformateur T peut comporter des prises, afin de pouvoir être branché à volonté sur un secteur 110-130 ou 220-240 volts.

(1) Mais variable suivant une loi régulière (courant périodique).

(2) Dans les amplificateurs, on utilise souvent des valves à mercure genre 83.

S_1 est le secondaire haute tension, secondaire d'attaque de la valve de redressement K.

S_2 est le secondaire de chauffage de la cathode K, qui peut être une valve à chauffage direct ou indirect ⁽¹⁾. Ce secondaire peut ne pas être à prise médiane. La connexion a se referme alors sur une des extrémités de S_2 .

S_3 est le secondaire de chauffage des lampes du récepteur ; on s'efforce de réaliser S_3 de telle manière que la tension à ses bornes reste constante pour des débits très divers, autrement dit de telle manière que S_3 puisse servir au chauffage de nombres très différents de lampes ; la prise médiane m était jadis reliée au $-B$ par une résistance shuntée par un condensateur fixe de plusieurs microfarads (électrochimique basse tension) ; cette résistance assurait la polarisation de la lampe BF de puissance à chauffage direct ⁽²⁾ par application du schéma de la figure XVI-21-4 F. Dans le cas d'un étage final push-pull, la résistance de polarisation n'a pas besoin d'être shuntée par un condensateur, les oscillations BF allant alors de grille à grille.

Dans les transformateurs T des récepteurs très soignés, des écrans électrostatiques mis à la terre sont insérés entre les divers enroulements, de manière à éviter tout bruit parasite gênant dans l'audition.

Les condensateurs C sont, le plus souvent, du type électrolytique « haute tension » de 8 à 32 μ F. Des condensateurs au papier conviennent évidemment, mais ils sont plus encombrants et de prix prohibitif.

La bobine de filtre S est de 30 à 50 henrys ; sa résistance doit être suffisamment faible pour que, en débit normal, la tension demandée apparaisse aux bornes $+B$, $-B$. Dans les récepteurs bon marche, on remplace S par une simple résistance. Nous verrons plus loin que, dans les postes secteur alternatif modernes, la bobine S est souvent constituée par la bobine d'excitation du haut-parleur électrodynamique équipant le récepteur.

Pratiquement, on aura soin d'observer quelques précautions pour éviter les ronflements du secteur dans le haut-parleur :

1° On évitera une induction entre le transformateur T et la bobine S, d'une part, et un transformateur basse fréquence ou un enroulement quelconque du récepteur, d'autre part. C'est une question de répartition judicieuse du matériel.

2° On torsadera les circuits de chauffage (fil à deux conducteurs) de manière que, les champs créés par chaque amenée de courant alternatif se compensant, le champ résultant soit aussi réduit que possible et ne risque pas d'induire dans un circuit grille ou anode voisin. Au besoin, ces fils torsadés de chauffage seront mis sous tube métallique (cuivre ou aluminium), et ce tube métallique sera relié électriquement à la masse du châssis métal-

(1) Pourquoi une valve à chauffage indirect ? Lorsqu'un récepteur ne comprend que des lampes à chauffage indirect, les cathodes mettent un certain temps (30 à 40 secondes) à atteindre leur température normale. Jusqu'à ce que cette température soit atteinte, le débit demandé aux bornes $+B$ et $-B$ est nul. Si K est une valve à chauffage direct, elle se trouve instantanément en état de fonctionnement normal.

Si aucun débit n'est demandé entre $+B$ et $-B$, la tension entre ces bornes atteint des valeurs très élevées (il n'y a pas de chute dans K, ni dans S). La tension aux bornes des condensateurs C peut prendre des valeurs telles qu'elle oblige à adopter des condensateurs ayant une tension de service de beaucoup supérieure à la tension normale que l'on désire obtenir entre $+B$ et $-B$ pour l'alimentation du récepteur.

Cet inconvénient est diminué ou supprimé lorsque le récepteur comporte soit un potentiomètre monté à demeure entre le $+B$ et le $-B$, soit une lampe finale à chauffage direct qui, elle, se trouve généralement en état de fonctionnement dès que l'on applique la tension de chauffage aux bornes de son filament. Beaucoup de récepteurs modernes étant équipés entièrement en lampes à chauffage indirect, on a créé des valves de redressement à chauffage indirect, qui atteignent leur température normale de fonctionnement en même temps que les lampes du récepteur dont elles alimentent les circuits anodiques : les condensateurs du filtre ne sont alors soumis à aucune surtension et peuvent être de dimensions réduites.

(2) Dans le cas d'une lampe de puissance à chauffage indirect, la polarisation est obtenue par résistance de cathode. La prise m est alors purement et simplement reliée à la masse ($-B$).

lique servant de carcasse au récepteur, masse qui est elle-même en contact électrique direct avec le —B et la terre ⁽¹⁾.

3° On veillera particulièrement à réaliser des connexions *a* et *b* (traits renforcés de la figure XVII-4-1) très courtes. Ces fils sont traversés par des courants alternatifs à haute tension (composantes alternatives du courant redressé par K) qui peuvent très facilement produire des inductions énergiques.

REMARQUES. — I. Si K est une valve à vapeur de mercure par exemple, on sera amené à placer en parallèle sur chaque moitié du secondaire S, un condensateur de 0,1 μ F.

III. Si la chute de tension le long de S se trouve être justement égale à la valeur de polarisation demandée par la lampe BF, on peut insérer S dans le —B au point marqué S' et prendre la polarisation au point P ; autrement dit, faire le retour de grille de la lampe BF au point P.

§ 5. — Alimentation des postes secteur continu.

Lampes et postes universels.

Le problème de l'alimentation des récepteurs sur secteur continu est resté très longtemps sans solution satisfaisante, surtout dans le cas d'un secteur continu à 110 volts, cas encore existant en France. La grosse difficulté à laquelle on se heurtait était l'impossibilité de réaliser avec une centaine de volts disponibles comme tension anodique une amplification basse fréquence suffisante.

La solution du problème a été donnée par les lampes américaines à chauffage indirect de la série 0,3 ampère. Ces lampes, prévues pour fonctionner entre 100 et 200 volts, donnent, dès 95 volts, des résultats tout à fait remarquables. Elles exigent une tension de chauffage de 6,3, 12,6, 25, 30 volts ou plus, suivant les types.

Les éléments chauffants de celles de ces lampes que l'on utilise normalement dans les postes universels, ont la même intensité de chauffage (0,3 ampère) ⁽²⁾ ; on peut les monter en série aux bornes du secteur 110 volts. Si la somme des tensions de chauffage de ces éléments chauffants ainsi montés n'atteint pas 110 volts, on absorbe la différence D dans une résistance montée en série et égale à D/0,3.

Cette résistance est disposée soit dans le récepteur, soit dans le cordon d'alimentation du récepteur. Cette dernière solution est très fréquemment employée (voir résistance R de la figure XVII-5-1, dans le but d'éviter de porter l'intérieur du récepteur à une température trop élevée.

L'ordre dans lequel sont montés les éléments chauffants n'est pas indifférent. On conseille, en général, la disposition suivante : —secteur, lampe détectrice, première B.F., lampes prédétectrices (c'est-à-dire, dans l'ordre, la changeuse de fréquence, la haute fréquence, la (ou les) moyenne fréquence), lampe B.F. finale, valve, +secteur.

Dans le cas où la détection est constituée par une diode et suivie d'une amplification BF de tension indépendante, on monte la lampe BF de tension entre le — du secteur et la diode.

La tension anodique prise au secteur continu doit être filtrée (emploi de condensateurs électrochimiques de 20 à 50 μ F et d'une bobine de self de faible résistance).

Les polarisations s'obtiennent par des résistances montées dans les cathodes suivant la méthode classique en matière de lampes à chauffage indirect, ou encore par de petits éléments voltaïques faisant fonction de piles de polarisation.

(1) Actuellement, on relie une borne filament à la masse, ainsi qu'une borne du secondaire du chauffage. Il n'y a ainsi qu'un seul conducteur; le dispositif à fils torsadés est réservé aux montages ayant tendance à ronfler (préamplificateurs).

(2) Les lampes européennes transcontinentales ne demandent que 0,2 ampère, et la série Rimlock « tous courants » (UCH 41, UF 41, UAF 41, UL 41, UY 41 ou 42) se contente de 0,1 ampère.

Parfois, la bobine de filtre est montée dans le —B, et la chute de tension qu'elle produit est utilisée à la polarisation (cette manière de faire se rencontre très souvent dans les postes universels américains).

Un récepteur réalisé avec ces lampes peut être très simplement converti en un récepteur *mixte continu-alternatif* ⁽¹⁾ fonctionnant sans modification, aussi bien sur un secteur continu que sur un secteur alternatif (récepteur sans transformateur d'alimentation).

Il suffit de monter dans l'alimentation anodique, avant le filtre, une valve genre 25Z6, CY2 ou UY41, qui redresse directement l'alternatif sur secteur (sans transformateur d'attaque) et se comporte, à l'égard du continu, comme une simple résistance. Cette valve est à chauffage indirect, et son élément chauffant se monte en série avec les éléments chauffants des autres lampes du récepteur entre le + secteur et la BF. La figure XVII-5-1 représente la

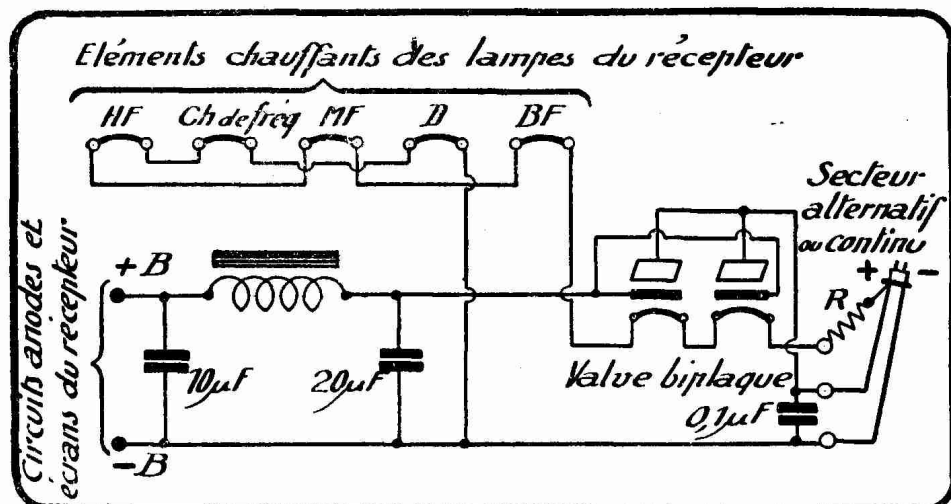


FIG. XVII-5-1. — Dispositif d'alimentation des récepteurs « tous courants » équipés avec des lampes universelles. La valve biplaque est utilisée en monoplaque (si on le désire, le montage doubleur de tension peut être mis en œuvre, mais alors le récepteur est uniquement alternatif). Tel qu'il est, ce schéma permet l'alimentation indifféremment sur secteur alternatif ou continu.

partie alimentation d'un récepteur de ce genre. Les deux condensateurs du filtre en π sont d'aussi forte capacité que possible (20 à 50 μF chacun).

C'est sur ce principe qu'étaient fondés les récepteurs américains du type « pygmée » qui eurent un grand succès de curiosité en France, en 1933. C'est sur lui que sont fondés tous les récepteurs universels modernes.

C'est pour les raisons qui précèdent que les lampes américaines de la série 0,3 A sont appelées *lampes universelles*, car elles conviennent à tous les secteurs ⁽²⁾.

Les lampes universelles existent aussi dans les types européens. Elles consomment 200 mA sous 6,3, 13, 20, 25 ou 30 volts, voire davantage, suivant les types.

Ces lampes sont destinées à être groupées avec leurs éléments chauffants montés en série ou en combinaison série-parallèle, et peuvent constituer des récepteurs utilisant indifféremment l'alternatif ou le continu. Elles sont utilisables sur des récepteurs purement alternatifs (éléments chauffants en parallèle).

La gamme des lampes C, qui ne présentent plus qu'un intérêt historique, sauf la CL2, comprenait les lampes suivantes :

CF1 pentode HF à pente fixe.

(1) Type de récepteur dit aussi « universel » ou encore « tous courants ».

(2) Il existe d'autres lampes miniatures américaines chauffées sous 0,15 A.

CF2 pentode HF à pente variable.
 CF3 pentode HF à pente variable.
 CF7 pentode HF à pente fixe (2,1 mA/V pour —2 volts grille).
 CBC1 double diode-triode.
 CK1 octode changeuse de fréquence.
 CC2 triode à grande pente (3,5 mA/V) et à coefficient d'amplification élevé.
 CB1 double diode (sans élément amplificateur combiné).
 CL1 pentode finale (5 watts dissipation).
 CL2 pentode finale (5 watts pour 100 V anode, 9 watts pour 200 V).
 CY1 valve de redressement monoplaque (250 V-80 mA).
 CY2 valve de redressement biplaque (2×250 V- 2×60 mA).

Seule, la CY2 est encore utilisée actuellement.

Les lampes BF et valves de redressement exigent une émission électronique plus forte, obtenue en augmentant la puissance du courant de chauffage, et cette augmentation de la puissance ne peut être produite que par une augmentation de la tension, l'intensité devant rester fixe dans des lampes destinées à être montées en série.

Les lampes Philips C utilisent un type de culot sur lequel les contacts s'effectuent par des ergots émergeant latéralement de la base : c'est le culot P, qui a été étendu aux lampes 4 volts des séries 1935-1936 (AK2, AF3, AF7, ABC1, AC2, AL3, etc.) et aux lampes de la série rouge. La grille de commande est souvent reliée à un téton situé au sommet de l'ampoule.

Dans celles des lampes de la série C qui sont métallisées, la métallisation est accessible par une prise indépendante, correspondant à un des ergots du culot.

En novembre 1934, la Société Philips a lancé ses lampes 6,3 volts (série E). Ces lampes, prévues en premier lieu pour les récepteurs d'automobiles, ont remplacé, à partir de 1936, les lampes 4 volts. La tension de chauffage de 6,3 volts s'est ainsi universalisée, les lampes présentant cette tension de chauffage étant utilisables dans des postes alternatif, dans des postes continu, dans des postes continu-alternatif (tous courants) et dans les postes auto.

Nous avons eu l'occasion de donner au fur et à mesure que nous les avons rencontrées les caractéristiques détaillées de ces lampes, ainsi que celles des nouvelles Rimlock, alternatif et tous courants.

Pour compléter la documentation sur les Rimlock, voici les caractéristiques des 3 tubes redresseurs qui existent actuellement (juillet 1948) dans cette série :

Type	UY41	UY42	AZ41	AZ41	AZ41
Vf V	31	34	4	4	4
If A	0,1	0,1	0,625	0,625	0,625
Va V	250 eff.	110 eff.	2×300	2×400	2×500
I redr. mA	90	90	70	40	30
Condensateur entrée de filtre max. μ F	50	50	32	32	32
Tens. max. fil.-cathode .. V	550 pointe	300 pointe	—	—	—
Nombre de plaques	monoplaque	monoplaque	biplaque	biplaque	biplaque
Utilisation	Tous courants	Tous courants	Alternatif	Alternatif	Alternatif

Pour les AZ41 sont indiqués les courants redressés avec 3 valeurs de tensions alternatives appliquées aux plaques.

§ 6. — Alimentation des récepteurs de télévision.

Les récepteurs de télévision sont, bien entendu, alimentés sur secteur. Tous les tubes ont des filaments à chauffage indirect qui sont chauffés comme ceux des lampes normales, suivant leur tension et leur courant.

Tout appareil de télévision se compose des parties suivantes :

- 1° Récepteur d'image.
- 2° Récepteur de son.
- 3° Deux bases de temps.
- 4° Tube cathodique.

Les trois premières parties nécessitent une alimentation exactement du même genre que celle des récepteurs de T.S.F. : 300 à 500 V sous 200 à 400 mA. On l'obtient par les procédés classiques décrits précédemment, avec un tube redresseur genre 5Z3 ou 83 V (250 mA redressés max.) ou deux de ces tubes en parallèle, si le courant redressé nécessaire dépasse 250 mA.

Le tube cathodique peut nécessiter une tension anodique variant entre 500 et 80.000 V, suivant sa nature, sous un courant très faible, de l'ordre du milliampère — et même souvent du dixième de milliampère.

Il existe trois catégories de tubes, au point de vue alimentation :

- 1° Tubes à déviation électrostatique nécessitant une tension anodique de 500 à 6.000 volts.
- 2° Tubes à déviation magnétique : 2.500 à 12.000 volts.
- 3° Tubes de projection : 20.000 à 80.000 V.

Le principe de fonctionnement des tubes cathodiques est indiqué à la fin de cet ouvrage.

I. Alimentation jusqu'à 6.000 volts.

La figure XVII-6-1 donne le schéma général valable pour tous les tubes électrostatiques.

Rappelons qu'au dessus de 2.500 volts, tous les tubes modernes utilisés en télévision sont à déviation magnétique.

Le schéma est valable pour tous les tubes ayant les quatre plaques de déviation accessibles.

Voici les valeurs des éléments dans le cas du tube C 95 — S (Mazda), à diamètre d'écran de 95 mm :

$C_1 = 0,1 \mu F$ — 1.500 V essai.

$C_2 = 0,05 \mu F$ — 1500 V essai.

$C_3 = 0,5 \mu F$ — 1500 V essai.

$C_4 = 0,5 \mu F$ — 1500 V service.

$C_5 = C_6 = C_9 = C_{10} = 0,1 \mu F$ — 1500 V essai.

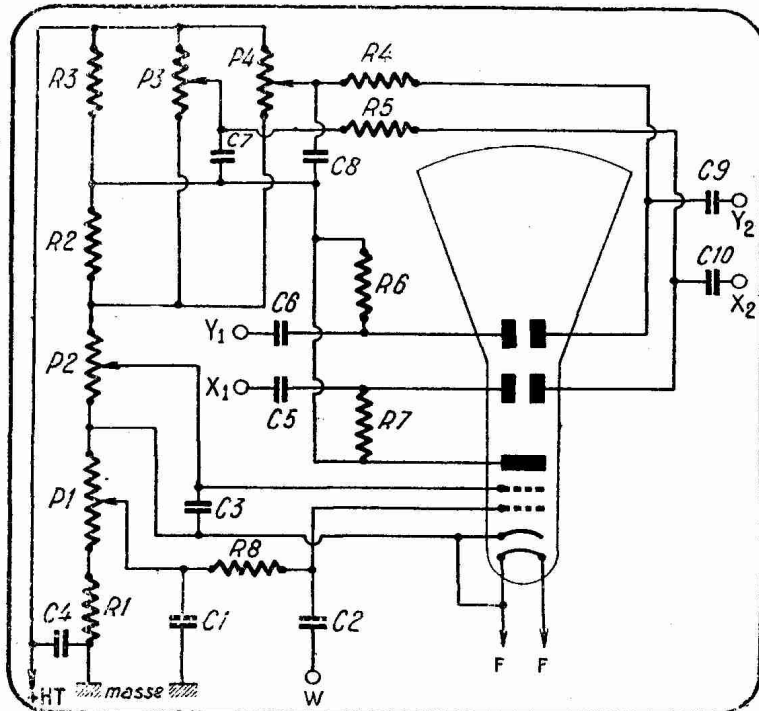


FIG. XVII-6-1. — Schéma général de l'alimentation d'un tube cathodique à déviation électrostatique.

$C_7 = C_8 = 0,1 \mu\text{F} - 1500 \text{ V}$ essai.
 $R_1 = 500 \Omega - 0,5 \text{ W.}$
 $R_2 = R_3 = 500.000 \Omega - 0,5 \text{ W.}$
 $R_4 = R_5 = R_6 = R_7 = 1 \text{ M}\Omega - 0,5 \text{ W.}$
 $R_8 = 1 \text{ M}\Omega - 0,5 \text{ W.}$
 $P_1 = 20.000 \Omega$ bobiné.
 $P_2 = 200.000 \Omega$ linéaire graphite.
 $P_3 = P_4 = 1 \text{ M}\Omega$ linéaire graphite.

La partie base de temps image se connecte en Y_1 et Y_2 , la base de temps lignes en X_1 et X_2 , et le récepteur d'image au point W.

Entre les points + HT et « masse », on devra mesurer une tension continue de 1500 V environ. Pour l'obtenir, on utilisera le montage de la figure XVII-6-2, sur laquelle sont marquées toutes les valeurs des éléments.

Le schéma de la figure XVII-6-1 convient, avec les valeurs ci-dessus ou avec de faibles modifications, à tous les tubes ayant des diamètres d'écran compris entre 7 et 16 cm.

La figure XVII-6-2 convient également pour tous les tubes électrostatiques jusqu'à 2.500 V. La valeur de la tension alternative du secondaire S sera, en général, les trois quarts de la tension continue désirée.

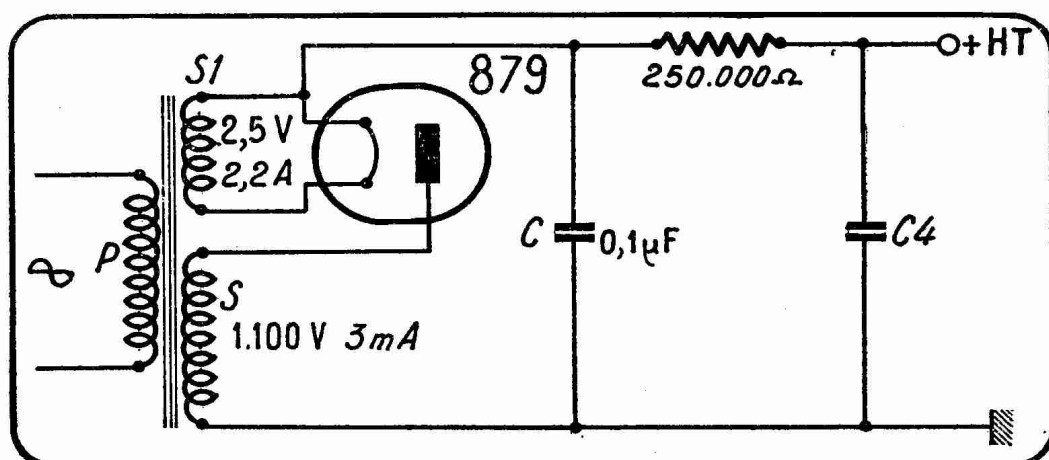


FIG. XVII-6-2. — Schéma d'une alimentation fournissant 1.500 volts continus.

La tension de service de C_4 sera celle de la tension anodique exigée.

Les réglages sont les suivants :

P_1 règle la luminosité du spot ; P_2 la concentration ; P_3 et P_4 la position du spot, lorsque celui-ci est au repos.

Tubes à déviation magnétique.

Ces tubes possèdent également un filament, une cathode, une grille dite Wehnelt, une anode 1 (supprimée dans le cas des tubes cathodiques Mazda, qui sont des triodes) et une anode 2.

L'alimentation du filament et le branchement de la grille 1 et de la cathode s'effectuent de la même façon que dans les tubes électrostatiques.

L'anode 1 nécessite 100 à 400 volts, suivant le tube, et son alimentation est obtenue, en général, sur un diviseur de tension monté entre le + et le — H.T. du récepteur, la H.T. étant de l'ordre de 250 à 450 V. On pourra aussi connecter l'anode 1 en tout point où la tension voulue est présente. La consommation de l'anode 1 est de beaucoup inférieure au milliampère et, de ce fait, la connexion de cette électrode en un point quelconque n'apporte aucun trouble dans le fonctionnement du montage.

L'anode 2 nécessite, suivant les tubes, une tension de 2.500 à 10.000 volts.

Cette très haute tension (T.H.T.) est obtenue par une alimentation spéciale, indépendante des autres alimentations.

Voici les principaux systèmes d'alimentation T.H.T. :

1° Alimentation à partir du secteur à 50 p/s.

On réalise un montage identique à celui de la figure XVII-6-2, dans lequel les tensions alternatives fournies par les secondaires sont :

$S_1 = 2,5, 4$ ou $6,3$ volts suivant la valve utilisée.

$S_2 =$ environ les trois quarts de la tension continue exigible.

Le filtrage ne comporte pas de résistance ; il se réduit simplement au condensateur C , qui a une capacité de $0,1$ à $0,5 \mu F$ et une tension de service de 2.500 à 10.000 volts, égale à celle qui existe à ses bornes. A titre de précaution, il est préférable de prendre un condensateur dont la tension de service est de 30% supérieure à celle de la T.H.T.

La consommation de la T.H.T. est de l'ordre de 100 à $400 \mu A$.

2° Alimentation à partir d'un oscillateur H.F.

On sait qu'un oscillateur H.F. produit une tension alternative qui peut, tout comme celle du secteur, être élevée à la valeur voulue par un transformateur H.F. Cette tension peut donc être, ensuite, redressée, et on obtient de cette manière la T.H.T. désirée.

La figure XVII-6-3 donne le schéma d'une alimentation T.H.T. basée sur ce principe. V_1 est une pentode genre EL3N montée en oscillatrice. La bobine de grille L_1 est couplée avec la bobine de plaque L_2 , accordée par C_3 , en série

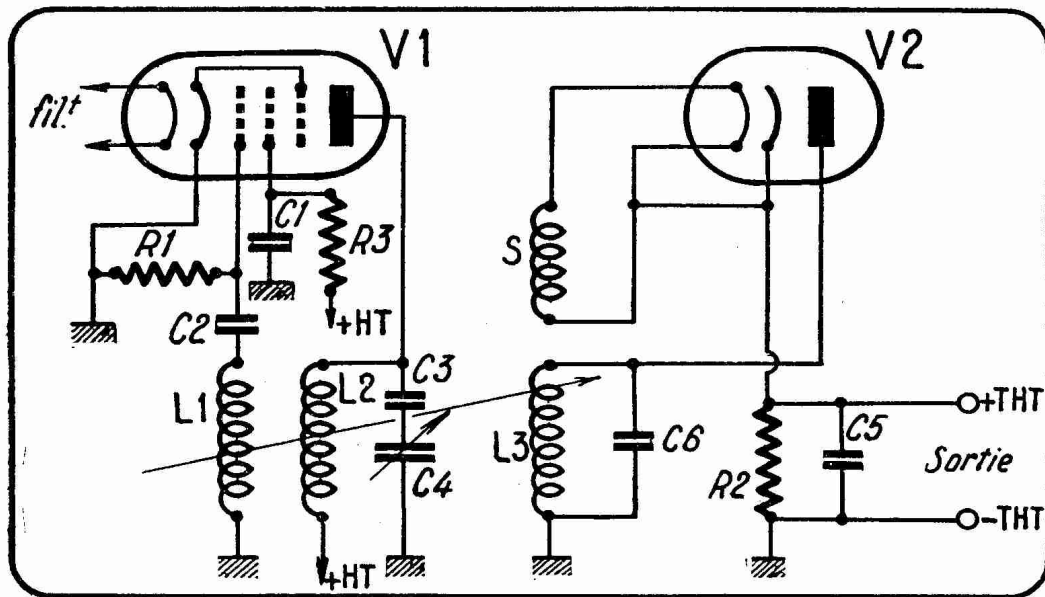


FIG. XVII-6-3. — Alimentation T.H.T. obtenue en redressant la tension alternative fournie par un oscillateur H.F.

avec l'ajustable C_4 . La bobine L_3 est accordée simplement par sa capacité répartie C_6 ; de cette façon, L_2 et L_3 sont accordées sur la même fréquence, mais comme C_3 , en série avec C_4 , a une capacité élevée (1.000 pF environ), tandis que C_6 est faible (50 à 100 pF), le nombre de spires de L_3 est très grand par rapport à celui de L_2 . On obtient donc, avec un couplage convenable de L_3 et L_2 , une tension alternative très élevée sur L_3 , et celle-ci est appliquée à la valve V_2 , suivant le dispositif classique. La tension redressée apparaît alors aux bornes de R_2 , C_5 servant de condensateur de filtrage.

Voici l'ordre de grandeur des valeurs des éléments : $R_1 = 50.000 \Omega$, $R_2 = 50 M\Omega$, $R_3 = 50.000 \Omega$, $C_1 = 0,1 \mu F$, $C_2 = 50$ pF, $C_3 = 10.000$ pF, $C_4 = 1.000$ pF ajustable, $C_5 = 1.000$ pF mica, tension de service égale à la T.H.T. ou un peu plus grande.

La H.T. est de 250 à 350 V. Le filament de V_1 est alimenté avec ceux des autres lampes du récepteur ; celui de V_2 est chauffé soit par un secondaire S de quelques spires, donc par de la H.F., soit par un secondaire spécial bien isolé d'un transformateur dont le primaire est connecté au secteur ou aux filaments des autres lampes.

Dans beaucoup de cas, on supprime R_2 , la résistance interne du tube cathodique en tenant lieu.

3° Alimentation à partir d'une base de temps.

On prend la tension en dents de scie fournie par la base de temps lignes, on l'amplifie et on l'applique à un tube redresseur, tout comme dans le cas de la H.F.

4° Dans tous les montages précédents, il est possible, pour obtenir une T.H.T. élevée, d'utiliser un montage doubleur de tension avec deux tubes redresseurs, ou encore un tripleur, un quadrupleur, etc...

Ces montages multiplicateurs sont adoptés surtout dans le cas des tubes de projection, qui nécessitent une T.H.T. de 20.000 à 100.000 volts.

LIVRE XVIII

LA RÉCEPTION MODERNE

CHAPITRE PREMIER

LES QUALITÉS ESSENTIELLES D'UN RÉCEPTEUR RADIO

§ 1. — Généralités.

Le temps n'est plus où l'on se fiait au seul jugement de l'oreille, le moins précis de nos sens, pour estimer les performances d'un récepteur, lesquelles se résument dans ces trois substantifs : *sensibilité, sélectivité, fidélité*.

Dire d'un récepteur, après quelques minutes d'audition, que sa sélectivité est bonne et sa fidélité médiocre ne donne que d'assez vagues renseignements, qui peuvent peut-être satisfaire quelques usagers naïfs, mais laissent absolument indifférents les techniciens et les amateurs avertis, qui exigent une qualification plus scientifique et des moyens de comparaison plus précis.

Aujourd'hui que la technique radioélectrique a atteint le haut degré de perfectionnement que l'on sait, les qualités essentielles d'un récepteur se mesurent, se traduisent par des nombres, se représentent par des courbes. On peut ainsi, très exactement, comparer deux récepteurs l'un à l'autre, vérifier que les appareils d'une série suivent de près les performances du prototype étudié en laboratoire, concrétiser rationnellement les qualités fondamentales d'un récepteur quelconque.

Les principes admis par les radiotechniciens du monde entier dans cet étalonnage méthodique des récepteurs de T.S.F. sont conformes aux règles établies aux Etats-Unis par l'*Institute of Radio Engineers* ou, du moins, en dérivent immédiatement. Ces règles ont été publiées par l'*IRE* en 1930 et en 1933. La publication de 1930 est assez connue ; celle de 1933 semble être passée inaperçue à l'époque, tout au moins en France.

Le but du présent chapitre est d'exposer ces règles, très simples et très claires, et de permettre aux amateurs d'interpréter facilement les courbes d'étalonnage que certains constructeurs français tracent pour quelques-uns de leurs récepteurs.

§ 2. — Définitions.

Définissons d'abord les trois qualités essentielles : sensibilité, sélectivité et fidélité, qualités dont la mesure et la représentation graphique constituent la base de l'étalonnage de tout récepteur moderne.

1° SENSIBILITÉ. — La sensibilité d'un récepteur de T.S.F. s'exprime par le plus faible signal modulé que ce récepteur est capable de recevoir et de transformer en son pratiquement utilisable dans une écoute radiophonique normale. On la mesure par la valeur de la tension d'attaque (exprimée, en général, en microvolts ou en décibels au-dessous de 1 volt et appliquée aux bornes « Antenne » « Terre », à travers une antenne fictive de 4 mètres de hauteur

effective), qui donne à la sortie « haut-parleur » une certaine puissance modulée adoptée comme puissance de sortie étalon, et dont nous préciserons la valeur dans un instant.

2° SÉLECTIVITÉ. — La sélectivité d'un récepteur de T.S.F. est la propriété plus ou moins accentuée que possède ce récepteur de séparer une station de fréquence donnée d'autres stations de fréquences voisines. La sélectivité ne peut se concrétiser par un seul nombre ; elle exige, pour s'exprimer de manière complète, une ou plusieurs courbes.

3° FIDÉLITÉ. — La fidélité est la précision avec laquelle toutes les fréquences acoustiques de la modulation de la station reçue se retrouvent à la sortie du récepteur. La fidélité s'exprime par une courbe.

4° LE SIGNAL D'ATTAQUE. — a) *Signal d'attaque* : Le signal d'attaque est représenté par une tension haute fréquence, modulée à 30 % par une oscillation basse fréquence dont la fréquence, lorsqu'elle est fixe, est de 400 périodes par seconde.

b) *Fréquences étalons* : Les fréquences que l'on donne à la tension haute fréquence servant de signal d'attaque, et sur lesquelles s'effectuent un certain nombre de mesures, fréquences dites *fréquences étalons*, ont été choisies de la manière suivante :

Sur la gamme PO (de 550 à 1.500 kc/s), on a adopté deux groupes de fréquences étalons :

un groupe de 7 fréquences comprenant les valeurs de 550, 600, 800, 1.000, 1.200, 1.400 et 1.500 kc/s ;

un groupe de 3 fréquences comprenant les valeurs de 600, 1.000 et 1.400 kc/s.

Sur la gamme GO (de 150 à 350 kc/s) les fréquences étalons sont de 150, 200, 250, 300 et 350 kc/s.

c) *Expression du signal d'attaque* : En 1930, l'I.R.E. recommandait d'exprimer le signal d'attaque par le nombre de microvolts modulés efficaces qu'il faut appliquer à l'entrée du récepteur pour obtenir à sa sortie la puissance étalon. Cette manière de faire conduisait à matérialiser la sensibilité d'un récepteur par un nombre (nombre de microvolts) qui se trouvait être *d'autant plus grand que cette sensibilité était moins bonne*, pratique qui était susceptible de dérouter l'utilisateur non averti. Dans son *Standardization Report* de 1933, l'I.R.E. recommande, pour la mesure de la sensibilité, l'emploi du *décibel au-dessous de 1 volt*. L'utilisation de cette unité présente trois avantages dans l'expression de la sensibilité :

le résultat de la mesure est dorénavant un nombre d'autant plus grand que le récepteur est plus sensible ;

de faibles et pratiquement insignifiantes différences de sensibilité entre deux récepteurs correspondent à des différences également faibles entre les expressions de ces sensibilités ;

les récepteurs très sensibles actuellement en usage (10 microvolts) présentent, en prenant pour unité le décibel au-dessous de 1 volt, une sensibilité de 100.

Un autre avantage est la simplification des écritures, les tensions d'attaque comprises entre 1.000.000 de microvolts (1 volt) et 1 microvolt correspondant, dans le système proposé du décibel au-dessous de 1 volt, à la bande comprise entre 0 et 120 db. Par ailleurs, un décibel représente à peu près la plus petite différence entre deux tensions d'attaque susceptibles d'avoir une action pratiquement notable dans la puissance disponible à la sortie du récepteur ; il en résulte qu'il est inutile de tenir compte des fractions de décibel.

La conversion en décibels N au-dessous de 1 volt d'une tension de E microvolts, s'effectue par la relation :

$$N = 20 \log \frac{10^6}{E} = 120 - 20 \log E$$

Il s'agit, bien entendu, des logarithmes à base 10, dits logarithmes vulgaires.

Le tableau ci-dessous donne, à 2 % près, la correspondance entre les microvolts et les décibels au-dessous de 1 volt.

Tensions en microvolts	Correspondance en décibels au-dessous de 1 volt
1.000.000	0
500.000	6
200.000	14
100.000	20
50.000	26
20 000	34
10.000	40
5.000	46
2.000	54
1.000	60
500	66
200	74
100	80
50	86
20	94
10	100
5	106
2	114
1	120

d) *Tensions d'attaque étalons* : Pour certains essais, on a adopté trois tensions d'attaque étalons ainsi fixées :

tension dite de station éloignée, égale à 50 microvolts (86 db au-dessous de 1 volt), correspondant à la tension fournie en général par une station éloignée ;

tension dite de station moyenne, égale à 5.000 microvolts (46 db au-dessous de 1 volt), correspondant à la tension fournie par une station d'éloignement moyen ;

tension dite de station locale, égale à 200.000 microvolts (14 db au-dessous de 1 volt), correspondant à la tension fournie par une station locale.

5° PUISSANCE DE SORTIE ÉTALON. — La puissance de sortie étalon dont il est question dans la définition de la sensibilité, est la puissance de 50 milliwatts apparaissant dans une résistance, dite *résistance de charge étalon*, montée à la sortie du récepteur, et ayant une valeur égale à l'impédance pour 400 périodes du haut-parleur qui doit, normalement, être combiné avec le récepteur (1). Lorsqu'un transformateur de sortie existe entre le récepteur et le haut-parleur, il doit être considéré comme faisant partie dudit récepteur.

(1) En admettant comme niveau zéro (0 décibel) la puissance de 6 mW (voir note (1), page 56), la puissance standard de 50 mW correspond à un niveau en décibels égal à

$$10 \log \frac{50}{6} = 10 \log 8,33 = 9,208.$$

Si le haut-parleur présente d'importantes irrégularités d'impédance au voisinage de 400 périodes, ou si les règles précédentes ne peuvent être appliquées, la résistance de charge étalon sera prise égale, soit à la résistance d'anode pour laquelle la lampe finale donne la puissance modulée maximum sans distorsion, soit à la résistance d'anode recommandée par le constructeur de la lampe finale ou du récepteur.

Dans le cas où il existe un transformateur de liaison entre la lampe finale et la résistance de charge, la valeur R de la résistance de charge étalon est donnée en ohms par la relation :

$$R = r \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2$$

dans laquelle r est la résistance de charge recommandée en ohms et $\frac{N_2}{N_1}$ le

le rapport de transformation du transformateur de sortie de N_1 tours au primaire et N_2 tours au secondaire.

S'il y a n lampes de sortie montées en parallèle, la résistance de charge étalon sera :

$$\frac{R}{n}$$

S'il y a $2n$ lampes de sortie montées en push-pull, cette résistance sera :

$$\frac{2R}{n}$$

6° ANTENNE FICTIVE ÉTALON. — On adopte comme antenne fictive étalon une antenne ayant une hauteur effective de 4 mètres, constituée par un condensateur de 200 pF, une bobine de 20 μ H et une résistance de 25 ohms montés en série

7° EXPRESSION DE LA SÉLECTIVITÉ. — On exprime la sélectivité par le rapport des ordonnées d'une courbe de sensibilité pour la fréquence de résonance et pour une autre fréquence différant de celle-ci d'un multiple donné de la largeur d'un « canal » de modulation (dans le cas de la radiodiffusion, ce « canal » a une largeur de 10 kc/s). Ce rapport est exprimé en quotient de tensions ou en décibels ; les Américains lui donnent le nom de *sélectance*.

La selectance pour une fréquence située à n canaux au-dessus de la fréquence de résonance est désignée par $S+n$. La selectance pour une fréquence située à n canaux au-dessous de la fréquence de résonance est désignée par $S-n$. La moyenne géométrique de ces rapports est désignée par S_n . Si l'on utilise les décibels, la valeur S_n est la moyenne arithmétique entre S_n+ et $S-n$.

8° BANDE PASSANTE D'UNE COURBE DE SÉLECTIVITÉ. — La bande passante d'une courbe de sélectivité est la largeur de la bande de fréquences déterminées par les deux points de rencontre de la courbe et d'une horizontale tracée à partir d'un point donné de l'axe des ordonnées, point que l'on peut définir, par exemple, par son niveau en décibels au-dessous de la puissance de sortie à la résonance

§ 3. — Caractéristiques des appareils employés dans les mesures.

Les appareils utilisés dans l'étalonnage d'un récepteur doivent être aussi simples que le permet la complexité ou la précision des mesures que l'on a en vue. Autant que faire se pourra, les différents essais et mesures devront s'effectuer avec les mêmes appareils, dont les caractéristiques ne doivent pas changer avec le temps, ou dont les modifications éventuelles d'étalonnage doivent pouvoir être facilement décelées et corrigées.

L'appareillage exigé pour les essais et mesures de sensibilité, sélectivité et fidélité est représenté schématiquement par la figure XVIII-3-1. Les deux

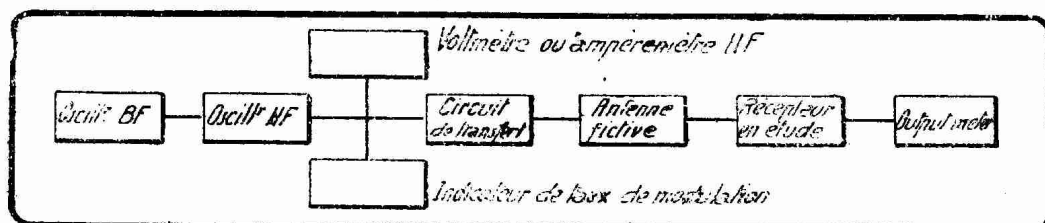


FIG. XVIII-3-1. — Disposition schématique de l'appareillage utilisé dans les essais de postes récepteurs.

sources de tension HF et BF doivent être graduées directement ⁽¹⁾ en fréquences, de façon que la mesure incessante de ces fréquences soit inutile.

La source de tension HF, la source de tension BF et le circuit de transfert sont le plus souvent, en pratique, groupés dans le même coffret et constituent ce que l'on appelle le générateur étalon (standard signal generator). La

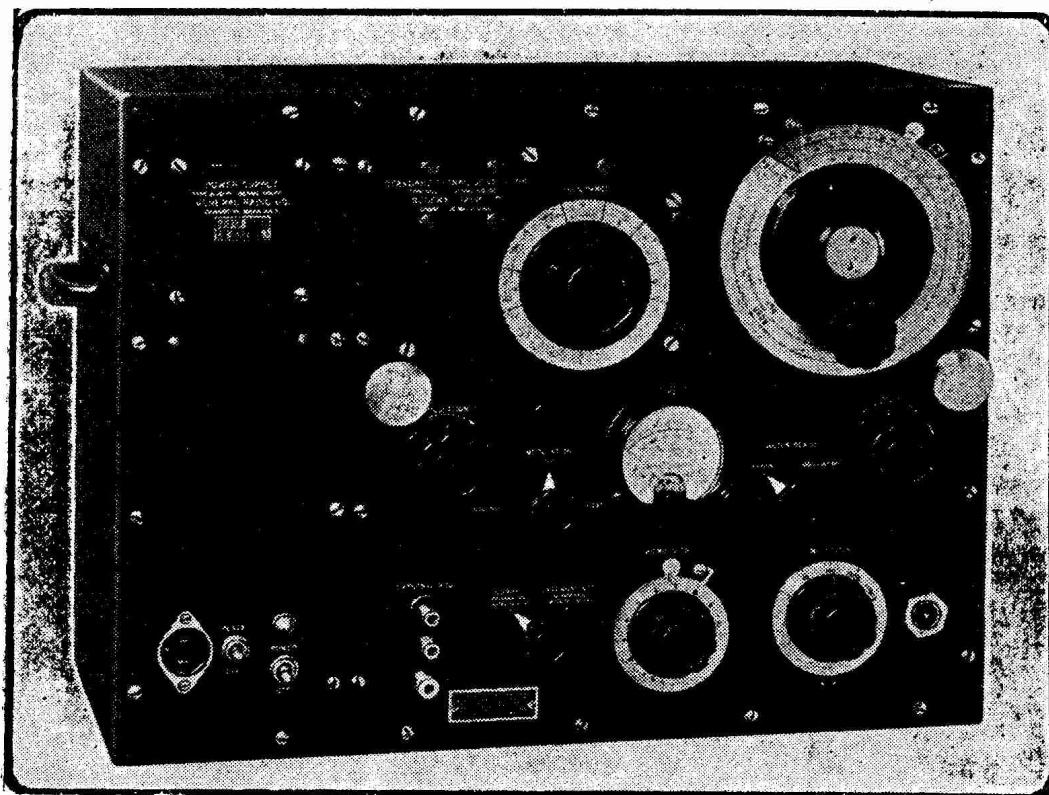


FIG. XVIII-3-2. — « Signal generator » (autrement dit hétérodyne modulée étalonnée) de la General Radio (type 605-A). Les oscillations créées sont de fréquence réglable et modulables à un taux ajustable. Appareil de haute précision (Cliché Radiophon.).

figure XVIII-3-2 représente un tel générateur, appareil de précision d'un prix très élevé. Voici quelques détails sur ses trois éléments essentiels :

1° SOURCE DE TENSION BASSE FRÉQUENCE (OSCILLATEUR BF). — Pour les essais et mesures de sensibilité et de sélectivité, cette source peut être un oscillateur mécanique donnant la fréquence fixe de 400 périodes par seconde. Pour les essais et mesures de fidélité, pour lesquels une basse fréquence variable est nécessaire, il est indispensable de disposer d'un oscillateur à lampe couvrant la bande de 30 à 10.000 périodes par seconde. Les composantes

(1) Ou par l'intermédiaire de courbes d'étalonnage.

harmoniques de la tension fournie par cet oscillateur ne doivent pas correspondre à une distorsion de plus de 5 %. L'oscillateur BF est prévu de manière à moduler l'oscillateur HF à un taux connu et fixe, quelles que soient les fréquences de l'un et de l'autre oscillateurs. Une commande spéciale doit pouvoir permettre de régler le taux de modulation à au moins la valeur normale de 30 %. Si la tension BF est obtenue par battement de deux oscillateurs HF, les fréquences HF de base doivent être éliminées de l'oscillation BF résultante, de telle façon qu'elles n'affectent en aucune manière les relevés de sélectivité.

2° SOURCE DE TENSION HAUTE FRÉQUENCE (OSCILLATEUR HF). — Cette source de tension HF consiste en une lampe modulée en basse fréquence par l'oscillateur BF. Elle doit être entièrement blindée ou séparée par un blindage du récepteur en examen, de telle façon qu'il n'y ait entre cette source et le récepteur aucun couplage direct autre que celui prévu dans les essais. Si l'alimentation de l'oscillateur HF est extérieure au blindage de cet oscillateur, toutes les connexions non mises à la terre doivent être pourvues d'un filtre passe-bas blindé. La fréquence doit pouvoir être réglée extérieurement à n'importe quelle valeur comprise entre les limites usuelles des bandes de radiodiffusion, et cette fréquence doit être indépendante du débit demandé à l'oscillateur. Une variation micrométrique de la fréquence, de part et d'autre de chaque réglage, doit être possible. La valeur de la tension HF modulée disponible à la sortie de l'oscillateur doit pouvoir être réglée à volonté et contrôlée à l'aide d'un appareil de mesure précis. L'oscillateur HF, en combinaison avec le circuit de transfert (atténuateur), doit pouvoir fournir à l'atténuateur, sur toutes les fréquences porteuses, une tension de 1 volt. Le glissement de fréquence, la modulation de fréquence, les harmoniques HF, la distorsion de modulation, les ronflements et bruits de fond sont autant de phénomènes qui ne doivent pas excéder le degré d'intensité compatible avec une bonne et facile exécution des essais et mesures.

3° CIRCUIT DE TRANSFERT. — La jonction entre l'oscillateur modulé et le récepteur en examen s'effectue par ce que nous avons appelé le circuit de transfert et l'antenne fictive. Le couplage considéré s'effectue de l'une des deux manières suivantes :

a) Une bobine de couplage est insérée dans la sortie de l'oscillateur

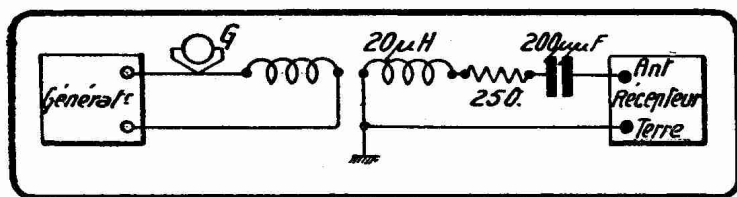


FIG. XVIII-3-3. — Couplage du générateur à l'antenne fictive, par induction mutuelle.

modulé et couplée inductivement à la bobine de $20 \mu\text{H}$ de l'antenne fictive. La figure XVIII-3-3 donne la représentation schématique de cette disposition. En étalonnant le couplage entre ces deux bobines, on peut appliquer au récepteur en examen, à travers l'antenne fictive, telle tension d'attaque

que l'on désire.

b) Un atténuateur étalonné, constitué par un réseau de résistances et terminé par une impédance faible de valeur connue (résistance d'environ 1 ohm) — qui peut être insérée dans le circuit de l'antenne fictive — permet d'appliquer au récepteur, à travers l'antenne fictive, toutes les tensions d'attaque comprises entre 1 volt (atténuateur n'agissant pas ou agissant au minimum) et 1 microvolt (atténuateur agissant au maximum). Les rapports d'atténuation de cet atténuateur doivent être pratiquement indépendants de la fréquence dans les bandes de radiodiffusion. Ils varient par bonds (10, 100, 1.000, 10 000, etc), et une commande indépendante permet de donner à l'atténuation toutes les valeurs intermédiaires désirées. Le rapport des tensions à l'entrée et à la sortie de l'atténuateur prend ainsi normalement tous les niveaux compris entre 0 et

120 décibels au-dessous de 1 volt. Comme nous l'avons dit, la tension d'attaque à l'entrée de l'atténuateur est maintenue fixe à 1 volt. La tension de sortie de l'atténuateur est donnée par la lecture du réglage de l'atténuateur. Diverses modalités de mesure de cette tension existent, suivant le type et la marque du générateur étalonné.

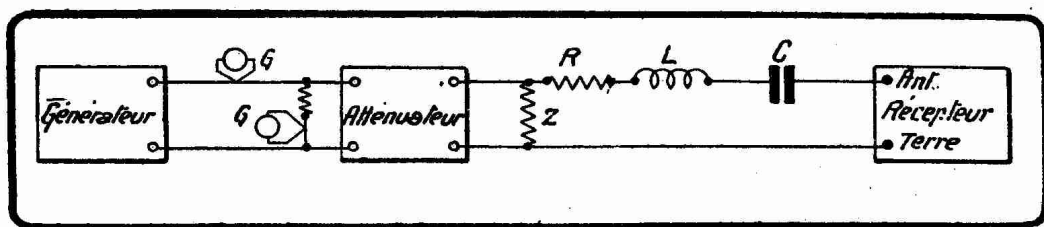


FIG. XVIII-3-4. — Couplage du générateur à l'antenne fictive par une impédance Z de l'ordre de 1 ohm.

La disposition schématique du montage de l'atténuateur est donnée figure XVIII-3-4.

4° CIRCUIT DE SORTIE. — C'est le circuit monté à la sortie du récepteur que l'on est en train d'examiner.

Un tel circuit, pour être complet et permettre toutes les mesures pratiquement nécessaires, doit comporter :

a) Une *résistance de charge non inductive* pouvant prendre toutes les valeurs comprises entre 1 et 20.000 ohms et capable, en toutes circonstances, de dissiper 10 watts.

b) Un *filtre de sortie* permettant, lorsque besoin est, de séparer, dans le débit de sortie du récepteur, la composante BF d'une éventuelle composante continue. Ce filtre doit présenter une très forte impédance pour la basse fréquence et ne pas modifier notablement l'impédance du circuit effectif aux bornes duquel on mesure la tension BF fournie par le récepteur. La forme classique d'un tel filtre est bien connue, nous la rappelons figure XVIII-3-5. L sera une bobine à fer de 100 henrys de coefficient de self-induction (pour un courant continu de 50 milliampères la traversant), et C un condensateur de 8 μ F, d'isolement 1.500 volts.

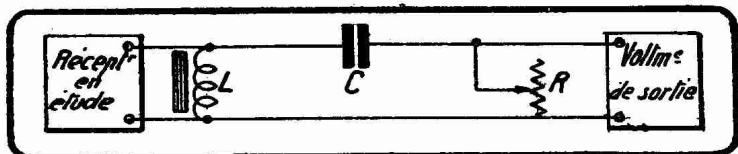


FIG. XVIII-3-5. — Montage d'un filtre de sortie LC entre la résistance de charge R et le récepteur.

c) Un *outputmeter* constitué, dans sa forme la plus simple, par un voltmètre à lampe ou par tel autre appareil permettant de mesurer la valeur efficace de la tension alternative BF apparaissant aux bornes de la résistance de charge R . La résistance R doit être réglée à la valeur que le constructeur de la lampe finale recommande de monter dans l'anode de cette lampe pour qu'elle fournisse la puissance modulée maximum sans distorsion.

Pratiquement, dans le cas des lampes européennes, on adopte 4.000 ohms, sauf spécification contraire, pour une triode, 7.500 ohms pour une pentode. Pour les essais et mesures habituels et les lampes de sortie ordinairement employées, les tensions à mesurer aux bornes de R varient entre 10 et 20 volts. Un point de calibrage 10 volts et un autre de 20 volts suffisent pour les essais et mesures de sensibilité et de sélectivité. Les essais et mesures de fidélité exigent un étalonnage continu de l'appareil de mesure entre ces deux valeurs.

Il existe des « outputmeters » donnant une lecture directe en milliwatts (milliwattmètre) et permettant toutes lectures, par plusieurs sensibilités, entre 0 et 5, 0 et 50, 0 et 5.000 milliwatts.

Rappelons que l'on peut traduire une lecture en volts en une lecture en watts par l'application de la relation classique :

$$W' = \frac{E^2}{R}$$

Pour que la puissance de sortie étalon de 0,05 watt soit développée dans la résistance de charge R, on doit obtenir au voltmètre une lecture de E volts telle que :

$$E = \sqrt{0,05 \times R}$$

§ 4. — Détail des essais et mesures le plus habituellement effectués au cours de l'étalonnage d'un récepteur.

Le récepteur en examen doit être alimenté dans les conditions spécifiées par son constructeur. Dans le cas d'un poste secteur, la tension appliquée aux bornes « secteur » de ce poste doit être maintenue à la valeur étalon de 115 volts, sauf, bien entendu, spécifications contraires.

Dans le cas d'un poste batteries, celles-ci présenteront très exactement les forces électromotrices recommandées et seront de résistance interne faible (batteries neuves). Les fils d'alimentation devront être aussi courts que possible.

1° ETALONNAGE EN LONGUEURS D'ONDE. — C'est à cet essai que s'est borné pendant longtemps le désir de précision des constructeurs radioélectriciens. Aujourd'hui, il ne constitue que la modeste préface des essais auxquels sont soumis les récepteurs de marque. L'étalonnage en question consiste à contrôler les bandes couvertes par le récepteur et à vérifier l'exactitude de la graduation de son cadran en longueurs d'onde et en noms de stations. On utilise, bien entendu, pour cet essai, le générateur étalonné, et l'on constate les résonances par les maxima de déviation du voltmètre de sortie ou de l'appareil de mesure en tenant lieu.

2° MESURE DE LA SENSIBILITÉ. — La sensibilité est mesurée, pour chacune des fréquences étalons définies précédemment, à l'aide d'un générateur modulé branché comme l'indique l'une des figures précédentes. On accorde, bien entendu, chaque fois le récepteur sur la fréquence d'attaque considérée. On règle l'atténuateur jusqu'à ce que l'outputmeter indique que la puissance modulée de 50 milliwatts est obtenue. La lecture du voltmètre du générateur, multipliée par le coefficient de l'atténuateur, donne alors, compte tenu, si on le désire, de la hauteur effective de l'antenne fictive (1), la sensibilité pour la fréquence considérée.

Les courbes de sensibilité sont tracées en portant en abscisses les fréquences, et en ordonnées les microvolts d'attaque ou leur conversion en décibels au-dessous de 1 volt. La graduation des abscisses sera linéaire, ainsi que celle des ordonnées, si l'on y utilise les décibels au-dessous de 1 volt. Si l'on porte en ordonnées les microvolts, on utilisera de préférence une graduation logarithmique.

On mettra à profit l'essai de sensibilité pour vérifier que le récepteur n'est en résonance que pour une seule fréquence d'attaque à la fois. Cet essai est particulièrement utile dans le cas d'un changeur de fréquence qui peut, comme nous le verrons, présenter une seconde résonance sur la fréquence image de la fréquence désirée.

3° MESURE DE LA SÉLECTIVITÉ. — On accorde le récepteur successivement sur chaque fréquence étalon (groupe de trois fréquences étalons dans le cas

(1) Lorsque l'on applique E microvolts à l'entrée d'une antenne fictive de hauteur effective 4 mètres, tout se passe comme si une antenne réelle de hauteur effective

4 mètres était placée dans un champ de $\frac{E}{4}$ microvolts par mètre.

des PO). Pour chaque accord, la fréquence du générateur est déplacée au-dessous de cet accord de 10 en 10 kc/s jusqu'à 100 kc/s, ou encore jusqu'à ce que le rapport des sensibilités dont il va être question dépasse 10.000, ou enfin jusqu'à ce que la tension d'attaque atteigne 1 volt.

Pour chacune de ces fréquences du générateur, on observe la sensibilité du récepteur, c'est-à-dire le nombre de microvolts qu'il faut lui appliquer pour que la puissance de sortie étalon de 50 milliwatts soit obtenue. On calcule pour ces différentes fréquences le rapport de la sensibilité trouvée et de la sensibilité à la résonance. On peut alors tracer une courbe de sélectivité pour chaque fréquence étalon d'attaque, en portant les fréquences en abscisses et les rapports de sensibilités en ordonnées. La graduation des abscisses est linéaire, celle des ordonnées linéaires si les rapports sont traduits en décibels, logarithmiques si les rapports sont exprimés par leurs valeurs propres (rapports de microvolts).

Il est courant de tracer des courbes de sélectivité en mettant en évidence la sélectance et la bande passante, quantités définies plus haut.

Pour utiliser la sélectance à l'expression de la sélectivité, on trace une courbe ayant pour abscisses les fréquences de résonance, et la sélectance en ordonnées. Une courbe est tracée pour chaque S_1 , S_2 , etc., ou pour chaque $S+1$, $S-1$, $S+2$, $S-2$, etc... Les abscisses sont graduées linéairement, les ordonnées linéairement lorsque la sélectance est exprimée en décibels, et logarithmiquement lorsqu'elle est exprimée numériquement.

Pour faire intervenir la largeur de la bande passante, on trace une courbe ayant pour ordonnées les bandes passantes et pour abscisses les fréquences de résonance. Une courbe peut être tracée pour chacune des lignes horizontales (niveaux) définissant la bande passante sur chaque courbe de sélectivité : 6 db ou 2 fois, 20 db ou 10 fois, 40 db ou 100 fois, etc. Les deux graduations peuvent être linéaires, celle des ordonnées pouvant être logarithmiques.

Si la commande manuelle de volume agit sur la sélectivité, on répétera la mesure de sélectivité en réduisant le volume jusqu'à ce que l'on arrive à la sensibilité correspondant à la tension de station moyenne (5.000 μ V). Cet essai ne donne aucun renseignement digne de confiance lorsque le récepteur possède une commande automatique de volume. L'essai de transmodulation par deux signaux d'attaque est alors le seul essai de sélectivité qui donne, à sensibilité réduite, des résultats rationnels. Nous allons étudier cette méthode particulière dans ce qui suit.

4° MESURE DE LA SÉLECTIVITÉ EFFECTIVE D'UN RÉCEPTEUR DE T. S. F. PAR LA MÉTHODE DITE DES DEUX SIGNAUX. — L'essai de sélectivité, tel que nous venons de l'exposer, constitue un moyen simple de déterminer la courbe de résonance d'un récepteur de T.S.F., et la courbe ainsi obtenue présente sans doute un intérêt considérable. Mais cet essai ne donne pas beaucoup de renseignements sur les interférences (transmodulation et sifflements) produites par deux signaux reçus en même temps, interférences que l'on ne peut étudier sérieusement que par la méthode dite des deux signaux.

Cette méthode exige la disposition de deux générateurs modulés étalonnés : le générateur dit de *signal désiré*, le générateur dit de *signal brouilleur*. Ces deux générateurs doivent être conformes aux spécifications données ci-dessus.

Il y a plusieurs manières de grouper les deux générateurs de signaux d'attaque. Une des plus simples et des plus généralement utilisables est représentée figure XVIII-4-1. Les deux antennes fictives doivent avoir les valeurs indiquées, R, L et C étant les valeurs classiques (25 ohms, 20 μ H, 200 pF) des éléments de

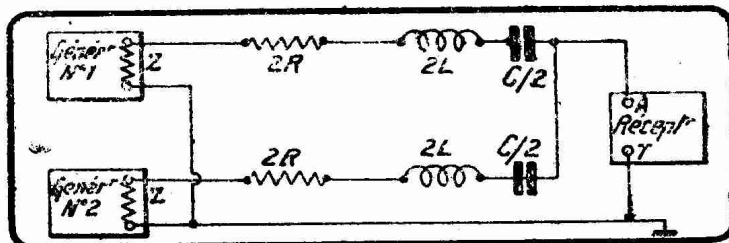


FIG. XVIII-4-1. — Mesure de la sélectivité effective par la méthode dite des deux signaux.

l'antenne fictive étalon. La tension d'attaque fournie par chaque générateur doit être le double de sa valeur effectivement exigée à l'entrée du récepteur.

Du fait de la nécessité de mettre en œuvre *deux* appareils d'un prix unitaire relativement élevé, les essais par la méthode des deux signaux ne sont que très rarement effectués dans l'industrie radioélectrique, circonstance regrettable. car l'essai de transmodulation réalisé suivant la méthode en question est le seul qui permette de tracer une courbe de sélectivité correcte, à sensibilité réduite, pour un récepteur présentant une commande automatique de volume, cas universellement répandu à l'heure actuelle.

Voici, d'après le *Report of the Standards Committee of the I.R.E.* de 1933, le protocole des essais et mesures, valable encore actuellement.

a) *Interférence de transmodulation.* — La transmodulation est ce type d'interférence caractérisé par l'apparition de la modulation du signal brouilleur dans la réception de la modulation du signal désiré. L'essai de transmodulation est destiné à indiquer la plus grande attaque de signal brouilleur qui peut être admise sans que la puissance modulée de sortie correspondante dépasse le millième de la puissance modulée de sortie produite par le signal désiré, étant admis que signal brouilleur et signal désiré sont modulés au même taux.

Le récepteur est accordé sur le signal désiré (donné par le générateur dit de signal désiré) dont la fréquence est une des fréquences étalons, et la valeur est une des tensions d'attaque étalon. La commande manuelle de volume du récepteur est réglée de manière que la puissance de sortie soit de 50 mW pour une modulation de 30 %. La modulation du générateur dit de signal désiré est alors réduite à zéro.

La tension d'attaque du signal brouilleur (donné par le générateur dit de signal brouilleur) est ensuite appliquée au récepteur *en même temps* que l'onde porteuse du signal désiré. Le signal brouilleur est, lui, modulé à 30 % à 400 périodes. On fait alors varier la fréquence de l'onde porteuse de ce signal brouilleur sur une large bande, et la tension de ce signal qui produit, à la sortie du récepteur, la puissance de sortie d'interférence à 400 périodes, est observée tant que sa valeur est inférieure à 1 volt (1.000.000 de μ V). En particulier, des lectures sont faites au moins tous les 10 kc/s jusqu'à 100 kc/s, au-dessus et au-dessous de la fréquence du signal désiré.

Pour une fréquence étalon et une tension d'attaque étalon données, une courbe d'interférence de transmodulation est tracée, avec, en abscisses, les différences de fréquences en kilocycles entre le signal désiré et le signal brouilleur, en ordonnées les tensions du signal brouilleur en microvolts ou en décibels au-dessous de 1 volt. L'échelle des ordonnées est logarithmique dans le cas des microvolts, linéaire dans celui des décibels.

Il est généralement de peu d'intérêt d'observer la transmodulation pour des signaux brouilleurs dont la fréquence est à moins de 5 kc/s de celle du signal désiré, car, à ce moment, le battement produit entre les deux ondes porteuses produit l'interférence la plus importante.

b) *Interférence de battement (sifflement).* — Il s'agit du battement se traduisant par un sifflement plus ou moins aigu, produit par l'interférence entre l'onde porteuse du signal désiré et celle du signal brouilleur.

L'essai d'interférence de battement est destiné à indiquer la plus grande tension d'attaque de signal brouilleur qui peut être admise sans que la puissance modulée de sortie correspondante dépasse l'équivalent d'environ 1 % de la modulation du signal désiré. Si le signal désiré est modulé à 30 %, la puissance de sortie brouilleuse admise est le millième de la puissance de sortie fournie par le signal désiré.

Les deux signaux (désiré et brouilleur) sont appliqués comme dans l'essai de transmodulation, mais le signal brouilleur n'est pas modulé. Le signal modulé est réglé successivement sur toutes les fréquences d'une bande assez large, et l'on observe la tension de ce signal produisant la puissance de sortie brouilleuse à 400 périodes, tant que cette tension est inférieure à 1 volt.

5° MESURE DE LA FIDÉLITÉ ÉLECTRIQUE. — Cette mesure met en évidence la manière dont le courant à basse fréquence fourni par le récepteur dépend de la modulation de l'onde porteuse d'attaque du récepteur. Elle est effectuée en faisant entrer en ligne de compte toutes les caractéristiques du récepteur, *sauf le rayonnement acoustique du haut-parleur*, lequel est pourtant de capitale importance. A cause de cette lacune, l'intérêt de cette mesure est surtout théorique. Sa valeur réside dans la facilité et la précision avec laquelle elle peut être effectuée et dans l'utilité qu'elle présente pour certaines comparaisons.

Le récepteur est accordé sur 1 000 kc/s et on lui applique, par un générateur étalon, une tension d'attaque de cette fréquence modulée à 400 périodes à 30 %. La valeur de cette tension d'attaque est choisie à 5.000 microvolts (46 db au-dessous de 1 volt) et correspond à la tension d'attaque dite de station moyenne. Le débit de la sortie du récepteur est mesuré dans une résistance de charge étalon (en volts ou en milliampères) ou, plus simplement, aux bornes du haut-parleur. On ajuste la commande manuelle de volume du récepteur jusqu'à ce que la puissance de sortie étalon de 50 milliwatts soit obtenue. On fait alors varier la fréquence de la partie BF du générateur de 30 à 10.000 périodes.

La courbe de fidélité se trace en portant en abscisses (échelle logarithmique) les fréquences basse fréquence, et en ordonnées les tensions ou intensités relatives observées dans la résistance de charge. Les ordonnées sont graduées en décibels ou en % de tension ou d'intensité, le zéro décibel ou le 100 % correspondant à la tension ou à l'intensité observée pour 400 périodes. Dans le cas de la graduation en décibels, cette graduation est linéaire ; dans le cas de la graduation en %, elle est linéaire ou logarithmique.

Le débit relatif en décibels s'obtient en multipliant par 20 le logarithme du rapport des tensions, lorsque les débits sont mesurés aux bornes du haut-parleur.

Il est souvent inutile de pousser les mesures au delà de -20 db ou 10 %

Si la fidélité change notablement lorsque le récepteur est accordé sur des signaux de fréquences et de tensions différentes, on renouvelle l'essai de fidélité électrique sur 600 ou 1.400 kc/s et pour des tensions d'attaque de 50 et 20.000 μ V qui correspondent, on l'a vu, à la tension de station éloignée et à la tension de station locale. Si la fidélité dépend de la puissance modulée de sortie, on refait les essais en utilisant d'autres puissances modulées que la puissance modulée étalon de 50 milliwatts.

Si le récepteur possède une commande de timbre, l'essai de fidélité se fait deux fois sur 1.000 kc/s avec une attaque de 5.000 μ V : une fois avec cette commande réglée sur les notes basses, une seconde fois avec cette commande réglée sur les notes aiguës. Dans les autres conditions d'attaque, les mesures se font toujours avec la commande de timbre réglée sur les notes aiguës.

Afin d'estimer l'effet de commande de volume de la commande de timbre, on règle cette commande de sorte qu'elle fournisse la plus grande puissance de sortie à 400 périodes, et l'on note toute diminution de cette puissance de sortie pour la position « notes hautes » et « notes basses ».

6° MESURE DE LA FIDÉLITÉ ACOUSTIQUE. — Cette mesure met en évidence comment les sons eux-mêmes produits par le récepteur dépendent de la modulation de l'onde porteuse d'attaque. Elle fait intervenir l'ensemble complet du récepteur depuis les caractéristiques du circuit d'antenne jusqu'au rayonnement acoustique du haut-parleur et donne, de ce fait, des renseignements très précieux sur le comportement pratique du récepteur. La courbe de fidélité électrique peut être très séduisante et la courbe de fidélité acoustique, qui seule compte pratiquement, tout à fait médiocre : c'est une simple question de qualité du haut-parleur. L'essai de fidélité acoustique ne peut s'effectuer facilement avec une grande précision, car le rayonnement acoustique du haut-parleur dépend très étroitement de la forme et de la nature des objets qui se trouvent dans son voisinage.

Cet essai fait appel à une technique très spéciale et très délicate, que l'on trouvera dans les ouvrages d'électro-acoustique modernes.

7° ESSAI DE SATURATION. — Cet essai est destiné à indiquer quelle est la puissance modulée maximum que peut fournir le récepteur, sans tenir compte

de la distorsion, et quelles sont les conditions d'attaque qui produisent cette puissance modulée maximum.

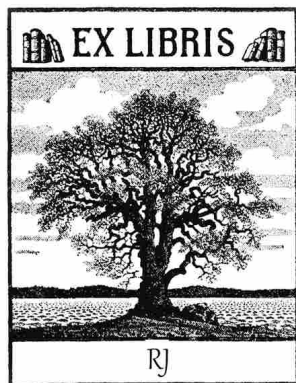
Le récepteur est accordé sur 1.000 kc/s et attaqué par un signal de cette fréquence modulé à 400 périodes. On l'ajuste pour qu'il présente le maximum de sensibilité. La modulation du signal d'attaque est réglée successivement à 30 et à 16 %. On fait alors varier la tension du signal d'attaque de 120 à 0 décibel au-dessous de 1 volt, autrement dit de 1 à 1.000.000 de microvolts. On observe la puissance modulée fournie par le récepteur. Les corrections nécessaires pour tenir compte du bruit de fond sont faits si ce bruit de fond atteint un degré suffisant pour influencer les mesures.

La courbe de saturation se trace avec les tensions d'attaque en abscisses et les puissances de sortie en ordonnées. La graduation des abscisses est linéaire dans le cas des décibels, logarithmique dans celui des microvolts. La graduation des ordonnées est linéaire ou logarithmique.

8° CONTROLE DE LA COMMANDE AUTOMATIQUE DE VOLUME. — Cet essai a pour but de montrer le fonctionnement de la commande automatique de volume avant la limite de saturation. Le récepteur est accordé sur une tension de station moyenne (5.000 microvolts) à 1.000 kc/s modulée à 400 périodes au taux de 30 %. La commande de volume est réglée de manière à donner la puissance de sortie étalon de 50 mW. La suite de cet essai est analogue à l'essai de saturation. La courbe éventuelle se trace dans les mêmes conditions. D'autres conditions d'essais peuvent être réalisées si besoin est.

De nombreux autres essais peuvent être effectués sur un récepteur de T.S.F. Ceux que nous venons de passer en revue, en les définissant, constituent l'essentiel des opérations de contrôle auxquels sont soumis... ou devraient être soumis les récepteurs modernes avant d'être mis en vente.

Depuis la dernière guerre, les syndicats radioélectriques français ont établi des règles précises de mesures permettant de vérifier si les récepteurs possèdent les caractéristiques indiquées par un cahier de charges dit « label », constituant une preuve de qualité.



CHAPITRE II

LES COMPLEMENTS INDISPENSABLES OU UTILES DE LA RECEPTION

§ 5. — Reproducteurs de sons.

Le courant téléphonique disponible dans le circuit de sortie d'un détecteur quelconque, ou dans le circuit d'anode de la dernière lampe d'un amplificateur basse fréquence, est rendu audible à l'aide d'un casque ou d'un haut-parleur, suivant qu'il s'agit d'une réception individuelle et peu amplifiée (amplification de tension) ou d'une audition puissante (amplification de puissance) destinée à plusieurs personnes.

Un casque téléphonique est constitué par deux écouteurs (type Ader), dans leur forme la plus simple, réunis par un serre-tête. Cette disposition permet une écoute binauriculaire et laisse à l'opérateur la libre disposition de ses deux mains, pour le réglage et la manipulation des appareils récepteurs.

Le diaphragme circulaire plat du dispositif Ader introduit malheureusement des déformations assez importantes, car il est impossible d'empêcher ce diaphragme de présenter une fréquence de résonance propre, c'est-à-dire une fréquence pour laquelle il entre plus volontiers en vibrations de forte amplitude.

Pour la réception de la radiotélégraphie, cette particularité peut être avantageuse, puisqu'il suffit de régler la note de ballement de l'autodyne ou de l'hétérodyne sur la fréquence propre du diaphragme pour obtenir une audition très renforcée, la pureté étant ici indifférente. On a construit, dans cet esprit, des casques spéciaux dont les écouteurs présentent des diaphragmes ayant une résonance propre de 800 à 1.000 périodes par seconde (casques Baldwin).

Mais, dès qu'il s'agit de radiotéléphonie, les fréquences acoustiques (pratiquement 70 à 5.000 périodes par seconde) doivent être reproduites par les écouteurs avec la même fidélité. Le casque destiné à la réception de la phonie ne devra donc présenter aucune résonance propre.

L'ingénieur anglais S. G. Brown a mis au point, en 1910, un dispositif électromagnétique qui est devenu célèbre parmi tous les usagers de la T.S.F. professionnels et amateurs. La figure XVIII-5-1 représente schématiquement ce dispositif. L'électro-aimant E constituant les pièces polaires d'un aimant permanent P, attire une anche A très massive, en métal magnétique, se déplaçant autour d'un point fixe F, solidaire du boîtier. Sur cette anche est vissé le sommet d'un cône C en feuille, d'aluminium mince. Sous l'action des déplacements de l'anche, le cône se met à osciller de haut en bas et de bas en haut

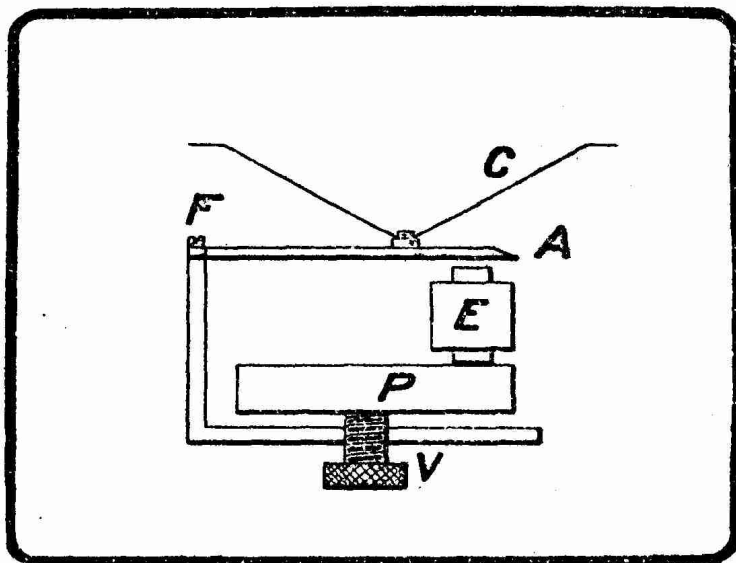


FIG. XVIII-5-1. — Dispositif reproducteur de sons
S. G. Brown, mis en œuvre dans les casques
et les anciens haut-parleurs.

ainsi mise en vibrations. Les résonances propres que l'on rencontre avec les diaphragmes plats classiques sont ici évitées. La pureté de la réception est, de la sorte, assurée. L'ensemble PE est fixé à une vis V, qui peut tourner dans le fond fileté du boîtier. La distance qui sépare l'électro-aimant de l'anche (entrefer) est variable et peut être réglée à la plus petite valeur compatible avec des vibrations libres de l'anche A. Par « vibrations libres », nous entendons des vibrations se produisant sans que A vienne toucher le sommet de l'électro E. Plus l'entrefer est réduit, avec la restriction que A ne puisse entrer en contact avec E, meilleure est la sensibilité du casque.

On fera bien, en général, d'éviter les casques dits « extra-légers », dont le faible poids est, la plupart du temps, obtenu au détriment de la qualité du dispositif électromagnétique. Un casque sensible permet d'économiser un étage basse fréquence, ce qui n'est nullement à dédaigner, puisque non seulement l'amplification basse fréquence introduit facilement d'importantes déformations, mais encore amplifie les parasites de toute nature, qui finissent souvent par rendre l'écoute au casque impossible ou, tout au moins, très fatigante.

Lorsque l'on possède un bon casque, il est préférable de ne pas le faire fonctionner derrière une amplification basse fréquence trop puissante : un casque sensible est un appareil de précision délicat, qui n'est pas construit pour travailler comme un haut-parleur et ne doit être attaqué que par une lampe amplificatrice BF modeste. Parmi ces lampes, nous citerons la 30 et la 6C5 ; la 6V6 peut convenir, à condition qu'elle ne soit pas montée de manière à donner sa puissance maximum. Naguère, la B443 était une lampe idéale pour l'attaque d'un casque.

Un haut-parleur est un reproducteur de sons puissant composé d'un *dispositif moteur* transformant les oscillations électriques en vibrations mécaniques et d'un *dispositif acoustique* renforteur destiné à provoquer la vibration de l'air (pavillon, écran, etc.). Le haut-parleur permet de faire entendre un concert dans toute une salle, ou encore en plein air. Il doit être placé à la sortie d'une amplification basse fréquence de puissance d'autant plus poussée que le volume de son désiré est plus grand. Pour les auditions de petite intensité, une puissance modulée de 1 à 2 watts suffit. Pour des auditions plus fortes, il faut 3, 5, voire 10 watts modulés ou plus (1).

A. LES MOTEURS. — On appelle moteur d'un haut-parleur le dispositif dans lequel les courants téléphoniques se transforment en mouvements mécaniques de même fréquence. Ces moteurs sont construits suivant trois types principaux :

- moteurs électromagnétiques,
- moteurs électrodynamiques,
- moteurs électrostatiques.

Nous laisserons de côté, dans cet exposé, les haut-parleurs électrostatiques, qui ne se sont pas répandus, malgré quelques tentatives intéressantes, dans la pratique amateur, leur emploi s'accompagnant de tensions continues « de champ » de plusieurs centaines de volts (600 à 1.200 volts).

1° Les moteurs électromagnétiques conviennent particulièrement aux auditions de moyenne puissance habituellement recherchées par les amateurs. Les modèles les plus simples et les plus anciens sont basés sur le dispositif Ader (diaphragme circulaire plat) et sur le dispositif Brown (ancho). Le diaphragme peut attaquer l'air d'un pavillon soit directement, soit par l'intermédiaire d'un diaphragme de plus grand diamètre et de forme conique (cône) qui en est solidaire mécaniquement. L'ancho n'attaque jamais directement l'air d'un pavillon ; cette attaque se fait par l'intermédiaire d'un cône (en aluminium dans le haut-parleur Brown). La figure XVIII-5-1 représente, en admettant ses éléments agrandis, un haut-parleur à ancho.

Dans les moteurs dont il vient d'être question, le diaphragme ou l'ancho

(1) 40 à 60 watts modulés dans certains haut-parleurs de cinéma parlant.

doit se trouver dans un champ uniforme que les oscillations à transformer en sons déforment asymétriquement. Faute de cette précaution, il se produirait un effet de doublage de fréquence, et le diaphragme ou l'anche vibrerait à l'octave supérieur de la fréquence d'attaque. Ce champ uniforme est créé par un aimant permanent dont l'intensité d'aimantation varie suivant les modèles.

Un réglage de l'entrefer, c'est-à-dire de la distance entre les pièces polaires et le diaphragme (ou l'anche), est très utile dans les haut-parleurs du type de la figure XVIII-5-1. Plus cet entrefer est réduit, meilleures sont la sensibilité et la puissance du haut-parleur. Mais, ici comme dans le cas d'un écouteur ordinaire, il ne faut pas que le diaphragme touche les pièces polaires, il en résulterait une déformation considérable des sons (le fameux « bruit de casserole »). L'entrefer sera donc réglé de telle façon que, pour une intensité donnée de réception, intensité dépendant de la station d'émission et de la puissance de l'amplificateur utilisé, le diaphragme ou ce qui en tient lieu ne vienne jamais en contact avec les pièces polaires des électro-aimants. Le réglage de l'entrefer doit s'effectuer ainsi sur chaque audition.

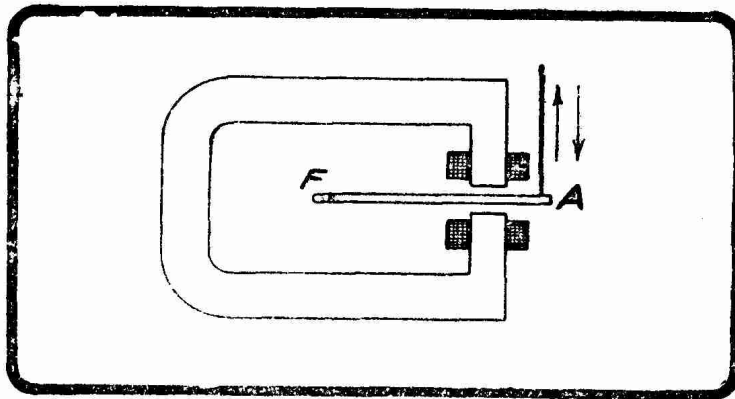


FIG. XVIII-5-2. — Dispositif Baldwin. La tige fixée en A attaque une membrane de mica.

Un perfectionnement des moteurs simples, mais un peu primitifs, qui précèdent, est constitué par le moteur à deux pôles de la figure XVIII-5-2, qui est

basé sur le principe du relais polarisé. Dans ce moteur, on règle la position d'équilibre de l'anche de telle manière qu'elle coïncide avec le plan équidistant des pièces polaires.

Un dispositif plus récent est celui du moteur à quatre pôles, où les deux groupes de deux pôles agissent en sens contraires sur l'anche A. Le point fixe F de l'anche se trouve à son centre de gravité (fig. XVIII-5-3). Ce moteur est basé sur le principe du relais Creed.

Dans les figures XVIII-5-2 et XVIII-5-3, ce sont des ressorts qui tendent à ramener l'anche dans sa position d'équilibre (ressorts de flexion).

En 1931-1932, les moteurs à quatre pôles ont été très populaires, et de nombreuses variantes ont été, à l'époque, lancées dans le commerce.

Moteurs à deux pôles et moteurs à quatre pôles ne présentent pas, en général, de réglage de l'entrefer. Cet entrefer est réglé une fois pour toutes par le constructeur.

REMARQUES. — I. La résistance ohmique d'un casque ou d'un moteur de haut-parleur électromagnétique n'a de signification que si le fil employé au bobinage de ses électro-aimants est de haute conductibilité. Ce qui importe ici, en effet, c'est le nombre de tours du fil sur les électro-aimants ; plus il y a de tours, plus l'appareil est sensible. L'augmentation du nombre de tours augmente la résistance électrique de l'enroulement ; c'est dans cette mesure seule que la résistance ohmique peut être prise comme critérium de la sensibilité.

On recommande d'habitude de prendre un haut-parleur électromagnétique de 2.000 à 4.000 ohms. Dans le cas d'une dernière lampe basse fréquence de très faible résistance intérieure, un haut-parleur de 1.000 ou 750 ohms conviendrait mieux. Un bon casque a en général, dans le cas d'une réception sur lampe, une résistance totale de 4.000 ohms. Après galène, un casque de 500 ou 750 ohms est plus indiqué.

II. Voici un moyen très simple de mettre en évidence et d'apprécier la sensibilité d'un casque : on coiffe le casque ; on saisit entre le pouce et l'index gauches l'une des extrémités métalliques (cosse) du cordon et, entre le pouce et l'index droits, la seconde extrémité métallique. On humecte légèrement une bague (alliance par exemple) d'un des doigts de la main gauche et on frappe à petits coups précipités l'extrémité « droite » du cordon du casque contre la bague. Si le casque est sensible, on entend une série de petits claquements. La bague et la première extrémité du cordon du casque consti-

tuent, en combinaison avec la peau humide de la main, une pile de très basse tension et de résistance intérieure considérable, qui se referme sur le casque. On entend dans le casque — galvanomètre très sensible — les ouvertures et fermetures du circuit ainsi constitué.

En général, les dispositifs moteurs électromagnétiques sont de bon rendement. Leur sensibilité est assez poussée pour qu'ils puissent être, dans certains

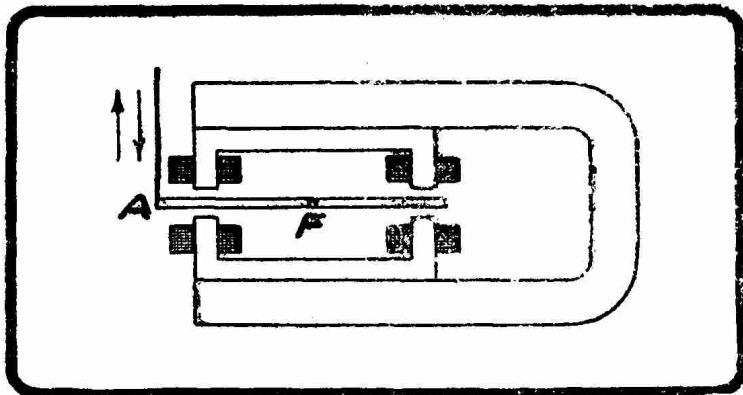


FIG. XVIII-5-3. — Moteur dit quatre pôles, utilisé jadis dans les haut-parleurs électromagnétiques.

cas, montés immédiatement à la sortie d'une détectrice à réaction opérant sur des potentiels haute fréquence suffisamment élevés.

Malheureusement, le moteur électromagnétique présente une cause de distorsion et une cause de reproduction médiocre des fréquences acoustiques basses, si nécessaires à la fidélité des auditions.

En effet, au cours de ses vibrations, l'anche se rapproche et s'éloigne des pièces polaires : l'action magnétique de ces pièces n'est donc pas uniforme, puisque, comme le montre la loi de Coulomb, cette action est inversement proportionnelle au carré de la distance ; l'action antagoniste de cette action magnétique est produite par un ressort qui crée une « force de rappel » inversement proportionnelle à la distance. De l'inégalité de degré algébrique des deux forces en présence résulte une inégalité entre les vibrations électriques lancées dans les enroulements et les vibrations mécaniques du diaphragme ou de l'anche, d'où distorsion (introduction d'harmoniques). On peut remédier à ce défaut par des artifices de résonance acoustique.

D'autre part, pour que la sensibilité soit bonne, l'espace dans lequel se meut l'anche d'un haut-parleur électromagnétique (entrefer) est rendu aussi petit que possible ; le ressort de rappel est très tendu, afin que les vibrations de grande amplitude n'amènent pas l'anche en contact avec les pièces polaires, contact qui produirait des bruits désastreux. Les notes basses correspondant, justement, à des vibrations d'amplitude relativement importantes, on s'explique que ces notes soient mal reproduites par les haut-parleurs électromagnétiques.

En recherchant les moyens d'éliminer ces défauts, l'Américain C. L. Farrand a mis au point, en 1929, un moteur de haut-parleur qu'il a baptisé « inductor dynamic » et que nous baptiserons moteur à inducteur. Le schéma de principe de ce moteur est représenté figure XVIII-5-4.

Dans un moteur à inducteur, sur une tige T, sont calées deux armatures

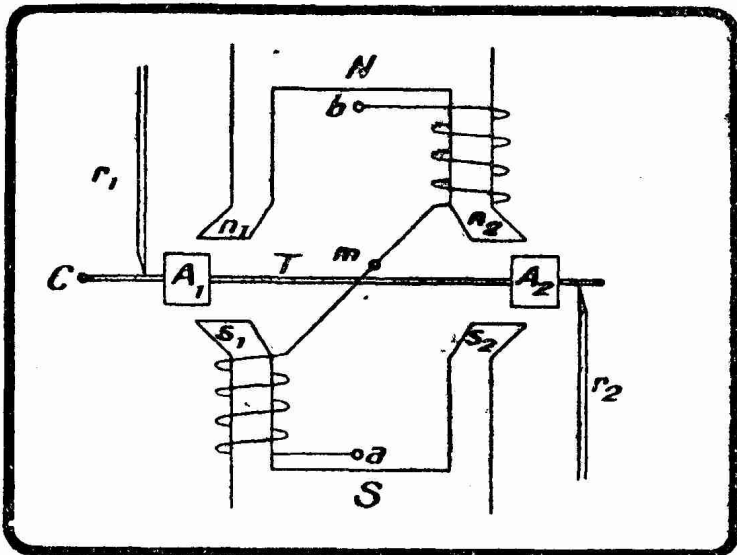


FIG. XVIII-5-4. — Moteur à inducteur Farrand équipant les haut-parleurs dits « magnétodynamiques ».

A_1 et A_2 , en métal magnétique, qui se trouvent au voisinage immédiat des pièces polaires $n_1 s_1$ et $n_2 s_2$. Les enroulements sont réalisés dans un sens tel que lorsqu'un courant téléphonique y est lancé, le champ varie dans chaque entrefer avec un décalage de 180° ; si A_1 est repoussé, A_2 se trouve attiré, et *vice-versa*. Ces deux effets *s'ajoutent*, pour créer les mouvements de la tige T. D'autre part, les armatures se déplacent *parallèlement* aux pièces polaires, et non pas perpendiculairement, comme dans les moteurs précédents ; l'entrefer peut être très réduit, d'où une grande sensibilité de l'appareil. Les ressorts r_1 et r_2 ne sont pas des ressorts de rappel : la position d'équilibre de l'équipage mobile $A_1 T A_2$ est obtenue par le seul flux magnétique dû aux aimants permanents, et les ressorts n'ont d'autre but que de maintenir l'équipage mobile dans les entrefers, en interdisant aux armatures A_1 et A_2 de se rapprocher plus de l'une des pièces polaires que de son opposée. Un cône de carton à « bords guidés » est fixé à l'extrémité C de la tige T.

Le moteur à inducteur rend avec une très grande fidélité les notes basses. C'est en cela, surtout, qu'il se montre supérieur aux types électromagnétiques classiques.

Il y a intérêt à ne pas lancer de courant continu dans un haut-parleur à inducteur, ce qui, en détruisant l'égalité des champs permanents dans les entrefers $n_1 s_1$, $n_2 s_2$, créerait des harmoniques. Ce type de haut-parleur doit être obligatoirement branché dans le circuit d'anode de la dernière lampe basse fréquence par l'intermédiaire d'un transformateur de sortie ou d'un dispositif bobine à fer-condensateur (voir paragraphe suivant).

2° Le *moteur électrodynamique* est constitué par une bobine mobile dans un champ permanent de forte intensité créé par un puissant électro-aimant (1) excité en continu ou en alternatif redressé et filtré (fig. XVIII-5-5). Le courant téléphonique à transformer en sons est lancé dans une « bobine mobile » B qui est fixée au sommet d'un cône C, en carton ou en étoffe bakélisée, à bords guidés (en pratique, les bords sont maintenus par une bande de peau), chargé de communiquer les vibrations à l'air environnant. Comme la bobine mobile est, le plus souvent, de très faible impédance (5 à 20 ohms), il est nécessaire de la coupler au dernier circuit d'anode de l'amplificateur par un transformateur abaisseur convenablement calculé (rapport 1/15 à 1/50). Ce transformateur, dit transformateur d'attaque, est généralement fixé sur le châssis du haut-parleur (fig. XVIII-5-6).

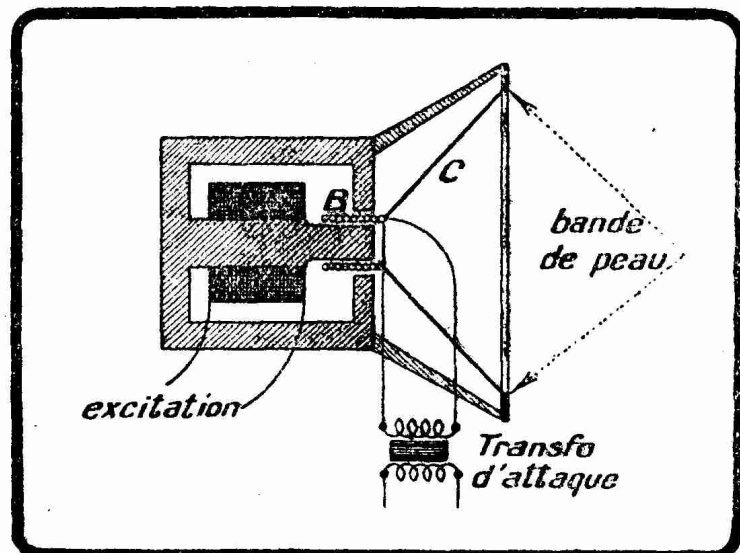


FIG. XVIII-5-5. — Schéma de la coupe d'un haut-parleur électrodynamique à électro-aimant.

Comme la bobine mobile est, le plus souvent, de très faible impédance (5 à 20 ohms), il est nécessaire de la coupler au dernier circuit d'anode de l'amplificateur par un transformateur abaisseur convenablement calculé (rapport 1/15 à 1/50). Ce transformateur, dit transformateur d'attaque, est généralement fixé sur le châssis du haut-parleur (fig. XVIII-5-6).

Ici, l'entrefer reste absolument constant, la bobine mobile peut effectuer parallèlement à son axe des déplacements très importants : les notes basses sont reproduites d'une façon remarquable. L'équipage étant, d'autre part, très léger, les notes élevées sont également respectées. Du fait de la faiblesse des champs produits dans la bobine mobile par les courants de sortie de l'amplificateur dont on dispose, le haut-parleur électrodynamique n'est pas très sensible. Pour loger la bobine mobile, il faut un entrefer relativement important ;

(1) Ou par un aimant permanent Alnico, Ticonal, etc.

comme, d'autre part, la faiblesse des champs fournis par la bobine mobile oblige

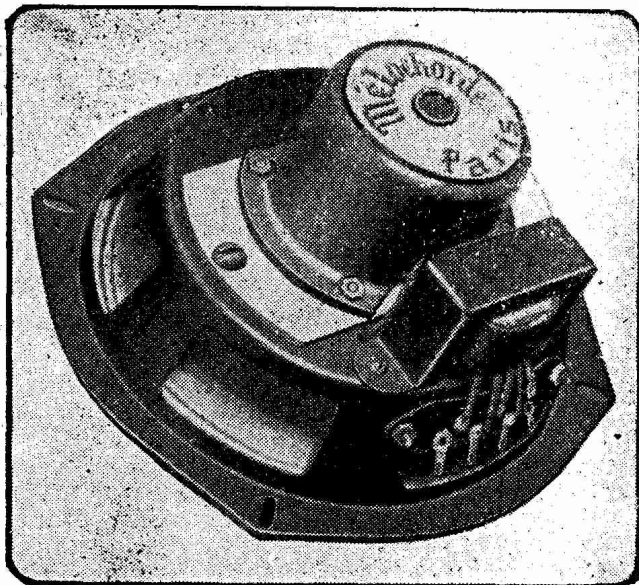


FIG. XVIII-5-6. — Vue extérieure d'un haut-parleur électrodynamique très répandu. Le cylindre portant le nom de la marque est la culasse contenant le noyau et l'enroulement d'excitation. Le transformateur est le transformateur d'attaque. Il présente des prises au primaire pour adapter son impédance moyenne à la résistance interne de la lampe de sortie utilisée (triode, pentode ou tétrode).

à disposer d'un champ permanent considérable, il faut créer ce champ avec un électro-aimant alimenté par une source locale (alternatif redressé et filtré, par exemple) ; c'est cet électro-aimant que l'on appelle l'excitation du haut-parleur électrodynamique.

Comment réalise-t-on l'excitation continue d'un haut-parleur électrodynamique ? Tout dépend des caractéristiques (résistance) de la bobine d'excitation, bobine d'excitation qui existe dans le type basse tension et dans le type haute tension.

L'excitation basse tension se fait sous 4, 6 ou 8 volts, et avec une intensité de 0,5 à 1 ampère. On réalise une source continue susceptible de fournir un débit de l'ordre de l'ampère sous une tension de quelques volts, en mettant en œuvre les procédés classiques de redressement et de filtrage, autrement dit en appliquant le schéma de la figure XVII-3-2. La technique habituelle a

longtemps consisté à redresser simplement à la sortie de T_a , sans filtrer. Mais cette manière de faire laissait subsister un bourdonnement important dans le haut-parleur. Il est de beaucoup préférable de filtrer véritablement avec le filtre F_a de la figure XVII-3-2.

L'excitation haute tension se fait sous une tension de 100 à 400 volts et avec des intensités de 20 à 200 mA. La résistance de l'enroulement exciteur varie, suivant les types, entre 1.000 et 20.000 ohms. Une valeur très courante de la résistance de l'enroulement d'excitation « haute tension », dans le cas des récepteurs à 5 lampes, est de 1.600 à 2.500 ohms.

Pour exciter un haut-parleur électrodynamique du type haute tension, on emploie en pratique un des trois procédés suivants :

1° On fait tenir à l'enroulement exciteur le rôle de bobine de filtre haute tension (bobine S de la figure XVII-4-1, par exemple).

Cette méthode, qui a pris naissance aux Etats-Unis, exige :

que le récepteur ou l'amplificateur considéré consomme au moins l'intensité correspondant à l'alimentation normale de l'excitation du haut-parleur ;

que le redresseur donne une tension assez forte pour compenser la chute dans la bobine du filtre (chute de 100 volts, en général), de manière que la tension aux $+B$ et $-B$ du bloc de tension anodique conserve la valeur nécessaire au rendement optimum du récepteur ou de l'amplificateur alimenté ;

que le débit soit constant, autrement dit que l'on ne se trouve pas en présence d'une amplification BF de puissance classe AB ou B.

Lorsque les circonstances s'y prêtent, ce mode d'excitation est très simple et très efficace. Dans certains récepteurs très soignés, l'excitation du haut-parleur est utilisée à la constitution d'une seconde cellule de filtre, la première cellule de filtre étant constituée par une bobine de résistance et de coefficient de self-induction convenables. Le filtrage est, de la sorte, plus poussé, et le ronflement résiduel de l'audition atténué considérablement.

2° On monte l'enroulement exciteur en parallèle sur les bornes $+B$, $-B$ du bloc d'alimentation, ou encore à l'entrée PP' du filtre (voir figure XVII-4-1).

Cette disposition de l'enroulement excitateur monté à l'entrée PP', utilisée dans les postes « tous courants », ne donne pas une excitation aussi libre de composante alternative que la disposition qui consiste à alimenter le haut-parleur à la sortie du filtre, mais permet d'utiliser une bobine de filtre moins importante, puisqu'elle ne doit alors être traversée que par le seul courant du récepteur.

Les enroulements excitateurs des haut-parleurs électrodynamiques destinés à être alimentés en parallèle sur l'alimentation anodique du récepteur ont une résistance d'au moins 3 500 ohms ; on atteint parfois 20.000 ohms, dans le cas de tensions anodiques très élevées (400 volts par exemple).

3° On réalise une alimentation indépendante de l'enroulement excitateur avec un bloc redresseur et filtreur du type de la figure XVII-3-5, par exemple. Cette méthode donne d'excellents résultats, mais, étant d'un coût plus élevé que les deux précédentes, elle n'est utilisée que dans les récepteurs de luxe.

La nécessité de l'excitation en continu d'un haut-parleur électrodynamique, contribue à compliquer l'emploi de ces haut-parleurs, surtout lorsque l'on est « pauvre » en milliampères, comme dans le cas d'un récepteur « batteries », que l'amplificateur BF classe B rend justiciable de l'électrodynamique. Aussi a-t-on proposé des électrodynamiques dans lesquels le champ magnétique est produit par un puissant aimant permanent, créant un champ de 7.000 maxwells au moins. Les modèles les plus récents de haut-parleurs électrodynamiques à aimant permanent sont fabriqués avec des aimants très perfectionnés (acier au cobalt) qui réduisent considérablement l'importance de ces défauts.

Le haut-parleur électrodynamique est l'appareil fidèle par excellence, et il procure des auditions très puissantes ; son défaut est sa complication d'attaque (amplificateur puissant) et d'emploi (excitation spéciale et dispositif acoustique).

Depuis que les haut-parleurs électrodynamiques ont subi une importante baisse de prix, ils se sont répandus parmi les amateurs, et ils équipent les récepteurs secteur modernes à la presque complète exclusion de tout autre reproducteur de sons.

Plus le diamètre d'ouverture du cône et le diamètre de la bobine mobile d'un haut-parleur électrodynamique sont grands, meilleures sont la reproduction en puissance et la fidélité des notes basses. Le poids du cône intervient également dans le rendement acoustique.

Les haut-parleurs électrodynamiques « midget » ont des cônes de 15 à 25 centimètres de diamètre.

Les haut-parleurs électrodynamiques très puissants (cinéma parlant) ont des cônes de 30 centimètres et plus.

Les caractéristiques acoustiques variant avec les dimensions et le poids du cône, on conçoit que l'on puisse établir des haut-parleurs spéciaux favorisant telles bandes de fréquences. C'est dans cet esprit que l'on a proposé des *haut-parleurs électrodynamiques doubles* constitués par un haut-parleur calculé pour les notes basses (le *woofer* ou encore *boomer* des Américains) et un haut-parleur prévu pour les notes élevées (le *tweeter*). L'attaque se fait par un seul transformateur de liaison, dont le secondaire contient les deux bobines mobiles montées en série ou en parallèle.

On peut aussi attaquer tweeter et boomer par deux amplificateurs spécialement construits pour amplifier les bandes de fréquences destinées à chacun de ces haut-parleurs.

B. LES DISPOSITIFS ACOUSTIQUES. — Dans les divers haut-parleurs qui précèdent, nous avons rencontré des « moteurs » dans lesquels un certain axe, une certaine bobine, un certain diaphragme se trouvent présenter un mouvement vibratoire à la fréquence du courant téléphonique lancé dans les enroulements du moteur. Il reste à transformer ces mouvements mécaniques en vibrations de l'air, c'est-à-dire en sons. Le principe consiste à adapter à l'axe ou à la bobine un dispositif qui « brasse » l'air et provoque des variations de pression dont la propagation produit des ondes sonores.

Dans le moteur de la figure VI-16-1, on se trouve en présence d'un diaphragme circulaire plan qui, en vibrant, attaque l'air. Dans les moteurs plus perfectionnés des figures XVIII-5-1 à XVIII-5-5, on dispose d'une tige (d'une

bobine dans le cas de la figure XVIII-5-5) présentant un mouvement vibratoire ayant la fréquence du courant téléphonique lancé dans les enroulements du moteur. Sur cette tige ou bobine, on fixe une membrane ⁽¹⁾, métallique ou non, qui affecte soit la forme d'un disque, soit celle d'un cône de plus ou moins grandes dimensions. La forme conique est adoptée, en général, pour éviter la formation d'ondes stationnaires sur la membrane.

On peut classer grossièrement les dispositifs acoustiques d'après les dimensions de la membrane qui attaque l'air ambiant. Nous nous contenterons d'un exposé très élémentaire : ici encore, il est possible de se livrer à d'importantes discussions mathématiques...

En se plaçant au point de vue de leurs membranes, on peut donc classer les haut-parleurs en trois groupes : les haut-parleurs à petite membrane ⁽²⁾ (haut-parleurs à pavillons), les haut-parleurs à membrane moyenne (haut-parleurs à écran), les haut-parleurs à grande membrane (haut-parleurs à diffuseurs).

A amplitude égale, une membrane ne rayonne convenablement que des sons de fréquences élevées. Pour les sons de fréquences basses correspondant à des ondes sonores dont la longueur est grande par rapport aux dimensions de la membrane, il se produit un phénomène d'égalisation rapide de la pression sur les bords, car les actions des faces de la membrane sur l'air ambiant sont décalées de 180° ; les fréquences basses tendent à être escamotées. De plus, tandis que, pour les fréquences élevées, un effet directif dans le sens perpendiculaire à la membrane s'observe de manière d'autant plus nette que les sons produits sont de hauteur plus grande, pour des fréquences très basses, tout effet directif disparaît : tout se passe comme si les sons étaient rayonnés par une sphère se contractant et se dilatant à fréquence correspondante, autrement dit comme si les sons étaient rayonnés dans toutes les directions. Pour donner aux fréquences basses leur amplitude normale, bien mieux, pour faire apparaître ces fréquences basses, on est amené à partager l'espace de part et d'autre de la membrane par un écran rigide (*baffle* des Américains), lequel, entourant la membrane et n'en étant séparé que par une mince couche d'air (feutre), la prolonge (fig. XVIII-5-7). Cet écran, qui prend la forme d'une planche en bois épais (2 cm au moins) percée d'un trou circulaire ayant pour diamètre celui de la membrane, empêche toute communication rapide entre les deux faces de la membrane et l'égalisation de la pression qui en résulte, dans le cas des notes basses. Il doit être de surface d'autant plus grande que la fréquence minimum à rayonner est plus basse. Pratiquement, on se contente d'un écran carré de 0,80 m de côté. *L'écran plan est à préférer à l'écran coffret, qui produit facilement l'effet dit « de tonneau », c'est-à-dire une résonance sur certaines notes basses.* Cependant, la tactique habituelle consiste à utiliser, comme écran acoustique, l'ébénisterie même du récepteur. Le résultat est d'autant meilleur que celle-ci est de plus grandes dimensions, d'où la haute qualité acoustique des postes meubles. Des *chambres d'absorption* prévues dans l'ébénisterie peuvent, d'ailleurs, éliminer toute résonance nuisible qui pourrait avoir tendance à se manifester.

Monter un électrodynamique dans un petit coffret, comme la chose s'est pratiquée couramment dans les récepteurs 1933 du type « pygmée », ne peut procurer une réception fidèle, les fréquences acoustiques basses n'apparaissant pas, quelque fidèle que soit le récepteur proprement dit.

Tandis qu'avec un moteur électrodynamique (dont la membrane conique prend, pour les notes basses, de très fortes amplitudes), l'écran plan est amplement suffisant pour des auditions de moyenne puissance, avec un moteur électromagnétique, qui est moins puissant qu'un électrodynamique, la concentration de l'énergie acoustique produite par un tel écran serait trop faible, et il est nécessaire de le transformer en un *pavillon*, dispositif qui peut être considéré comme un écran de moins de 180° d'ouverture. La membrane est alors généralement de petites dimensions, l'écran convenant aux membranes moyennes.

(1) Par « membrane », nous entendons le dispositif plat ou conique qui produit l'attaque de l'air ambiant. Cette membrane peut être en métal magnétique ou non (cône du dispositif Brown), ou encore en carton spécial (cônes d'électrodynamiques).

(2) Que l'on peut appeler aussi haut-parleurs à « piston ».

Le pavillon reste, comme l'écran, sans action sur les fréquences élevées et provoque un rayonnement convenable des fréquences basses, jusqu'à une

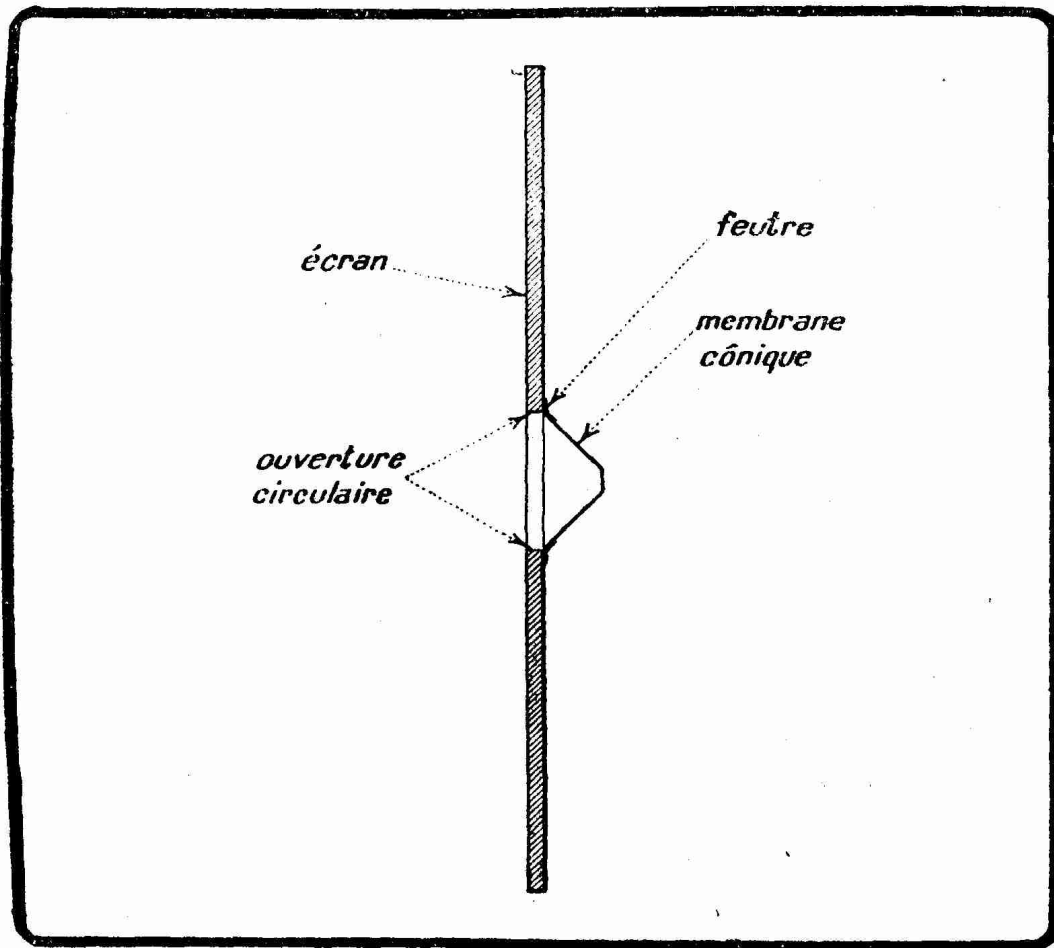


FIG. XVIII-5-7. — *Ecran plan (baffle) de haut-parleur électrodynamique.*

limite inférieure qui dépend de la longueur dudit pavillon. Ce dernier présente un effet directif qui peut le faire préférer à l'écran dans certaines conditions spéciales d'emploi (cinéma parlant, auditions de plein air, etc.).

Les meilleures conditions d'utilisation d'un pavillon s'observent en faisant vibrer la membrane (qui prend alors la forme d'un petit piston) dans une *chambre de compression* qui s'ouvre dans une petite embouchure constituant le début du pavillon.

Dans le cas d'une grande membrane, on cherche à provoquer l'entrée en vibration d'une grande masse d'air par attaque directe. Dans le cas d'un pavillon (couplé, en général, à une petite membrane, actionnée par exemple par un moteur électrodynamique), on provoque l'entrée en vibration d'une petite masse d'air contenue dans la chambre de compression, sur laquelle s'ouvre l'embouchure du pavillon. Cette vibration ébranle de proche en proche *avec un bon rendement* les couches d'air successives du pavillon, dont la section croît jusqu'à l'ouverture, que l'on cherche à rendre la plus grande possible, de sorte que l'air ambiant soit attaqué par une grosse masse d'air en vibration. Le pavillon sert, en somme, d'intermédiaire entre la petite couche d'air en contact avec la membrane et l'air ambiant.

Ces dispositifs à pavillon, *très sensibles*, furent un temps très répandus. Pendant quelques années, ils tombèrent en désuétude, pour laisser la place aux diffuseurs ; ils ont, en effet, lorsqu'on les construit un peu au hasard, l'inconvénient de présenter des effets de résonance très marquée, par lesquels cer-

taines fréquences, même de faible amplitude, sont mises puissamment en relief; il y a distorsion. Pour éviter ces résonances, désastreuses pour la fidélité, on a mis au point les *pavillons exponentiels* dont les qualités remarquables ont réhabilité les haut-parleurs à pavillon; aussi, l'emploi de ces haut-parleurs à pavillon exponentiel se répandrait-il très rapidement chez les amateurs ⁽¹⁾, n'étaient ses dimensions, bien gênantes, il faut l'avouer...

Un pavillon ordinaire, conique par exemple, présente une résonance propre, parce que ses parois participent à la vibration de l'air qu'il contient. On a

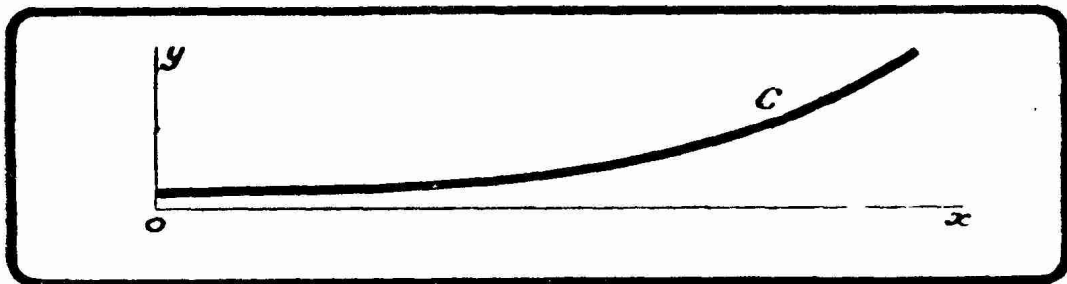


FIG. XVIII-5-8. — Courbe exponentielle.

essayé d'enrayer ces vibrations du pavillon par des procédés mécaniques (coulage de plâtre autour du pavillon, badigeonnage de ce pavillon avec des vernis spéciaux, etc.). Le raisonnement mathématique montre que, pour empêcher le pavillon de vibrer, il faut lui donner un profil spécial, dit *profil exponentiel*. Soit Ox l'axe du pavillon, O étant l'embouchure; menons en O une perpendiculaire à Ox (fig. XVIII-5-8). On appelle *exponentielle* la courbe C dont l'équation est

$$(1) \quad y = e^{kx}$$

e étant le nombre 2,71828 et k un coefficient sur lequel nous aurons l'occasion de revenir dans un instant.

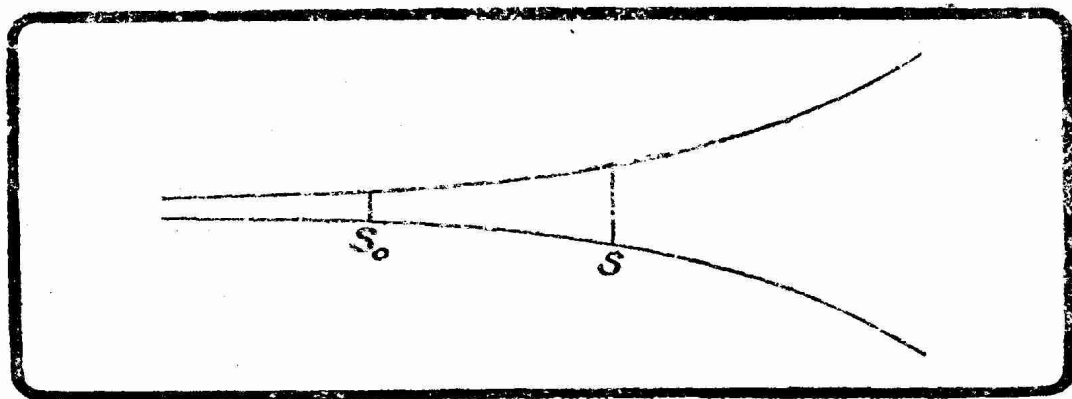


FIG. XVIII-5-9. — Coupe d'un pavillon de profil exponentiel.

Si l'on fait tourner la courbe C autour de Ox , on obtient une surface de révolution qui constitue un *pavillon exponentiel* dans lequel, par construction, les parois ne participent en aucune manière aux vibrations. Le pavillon ainsi constitué présente, par voie de conséquence de la relation (1), la propriété suivante: soit deux sections S_0 et S (fig. XVIII-5-9); on a:

$$(2) \quad \frac{S}{S_0} = e^{2kd}$$

(1) Les pavillons exponentiels sont couramment utilisés dans les phonographes mécaniques.

d étant la distance séparant les deux sections S_0 et S . On voit que la section du pavillon varie suivant une loi exponentielle.

La longueur du pavillon est un facteur qui joue un rôle très important. On établit, en effet, entre la fréquence acoustique f pour laquelle cesse la reproduction uniforme (1) et la longueur l du pavillon, la relation

$$(3) \quad f = \frac{V}{2\pi l}$$

V étant la vitesse de propagation du son dans le milieu considéré, en général l'air.

Si l'on veut transmettre des fréquences aussi basses que 16 périodes, rarement rencontrées d'ailleurs en électro-acoustique, on a en mètres et à 16°C :

$$l = \frac{V}{2\pi f} = \frac{341}{2 \times 3,1416 \times 16} = 3,4 \text{ m.}$$

On voit que l'on n'arrive pas à des longueurs prohibitives, d'autant que le pavillon exponentiel peut être enroulé sur lui-même, comme le montre la figure XVIII-5-10, suivant la méthode couramment utilisée dans l'industrie du

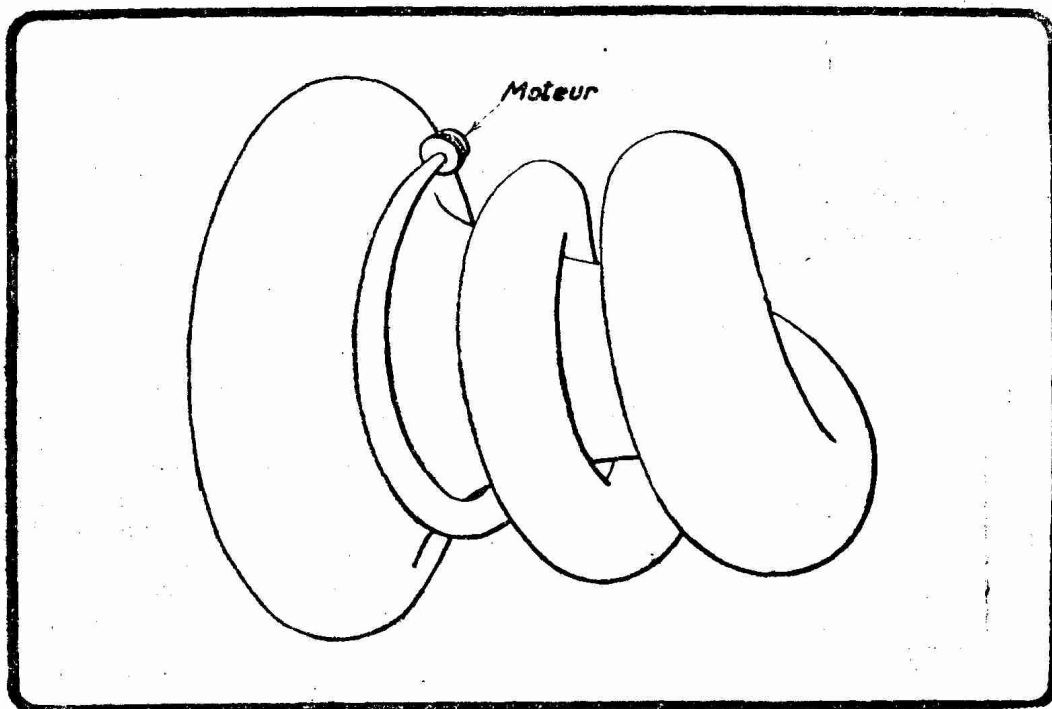


FIG. XVIII-5-10. — Forme pratique de pavillon exponentiel à encombrement réduit.

phonographe. Pratiquement, une longueur de 2 mètres convient parfaitement.

Si l'on se donne, dans la relation (2), la valeur S_0 de la section de l'embouchure et si l'on appelle S_M la section du débouché du pavillon, on a :

$$(4) \quad \frac{S_M}{S_0} = e^{2kl}$$

l étant donné par la relation (3). Cette relation (4) permet de calculer k , dont dépend l'évasement de pavillon.

Nous avons vu qu'une membrane rayonnait mal les ondes sonores dont la longueur est de l'ordre des dimensions de cette membrane. Il vient immédia-

(1) Un pavillon exponentiel fonctionne comme un filtre acoustique passe-haut, c'est à-dire qu'il laisse passer toutes les fréquences supérieures à une certaine fréquence (voir par analogie les filtres électriques, dont il a été question pages 275 et suivantes).

tement à l'esprit, pour favoriser le rayonnement des ondes sonores longues, c'est-à-dire des notes de fréquence basse, d'augmenter les dimensions de la membrane. C'est ainsi que l'on a mis au point les haut-parleurs à diffuseurs, qui sont des haut-parleurs à grande membrane. Afin de ne pas perdre la puissance, on est amené à réaliser ces grandes membranes en matériaux légers (carlon mince, papier plissé, etc.). On a abouti à des diffuseurs plans ou coniques, qui vibrent en totalité pour les notes basses, partiellement pour les fréquences élevées. Ces diffuseurs sont attaqués en leur centre (ou en leur sommet) par l'anche d'un moteur généralement électromagnétique ⁽¹⁾. Comme l'attaque se fait ici par un point, les notes très élevées finissent par ne faire vibrer qu'une surface extrêmement réduite de la membrane ; elles sont donc mal rayonnées par les grandes membranes. Mais cette circonstance particulière peut se trouver compensée par une résonance électromagnétique du moteur sur ces notes élevées.

On a utilisé de grandes membranes doubles (bicônes Western) dont les deux membranes constituantes sont de dimensions différentes, et calculées de sorte que l'ensemble assure une reproduction également bonne des hautes et des basses fréquences acoustiques ⁽²⁾.

§ 6. — Mode de branchement du casque et du haut-parleur dans le circuit d'anode de la dernière lampe.

Un casque se branche dans l'anode d'une lampe électrique ou d'une lampe amplificatrice BF de petite puissance.

Un haut-parleur se branche dans l'anode d'une lampe amplificatrice BF de grande puissance.

Au lieu de brancher directement le casque ou le haut-parleur dans le

circuit d'anode comme l'indique la figure XVIII-6-1, on peut chercher : 1° à ajuster l'impédance du circuit d'anode à la valeur correspondant aux meilleures conditions de fonctionnement de la lampe ; 2° à éviter que le courant continu débité par la source B ne traverse les enroulements du casque ou du haut-parleur et ne vienne en modifier les caractéristiques électro-acoustiques par saturation magnétique.

L'ajustement de l'impédance du circuit d'anode se fait suivant les méthodes exposées page 573 à propos du « Couplage du circuit d'utilisation à l'anode de la lampe de sortie », et auxquelles nous prions le lecteur de se reporter. Ces méthodes conduisent aux dispositions des figures XVI-21-9 et XVI-21-10, qui réalisent automatiquement la séparation des composantes continue et alternative du courant d'anode, la composante alternative traversant seule l'enroulement du reproducteur de son.

En général, le branchement de la figure XVI-21-9 (transformateur de sortie) s'emploie lorsque l'impédance Z du haut-parleur ⁽³⁾ est de valeur très différente de l'impédance optimum de charge convenant à la lampe de sortie. C'est le cas de la bobine mobile d'un haut-parleur électrodynamique.

Lorsque l'impédance du haut parleur est très voisine de l'impédance de charge préconisée par le

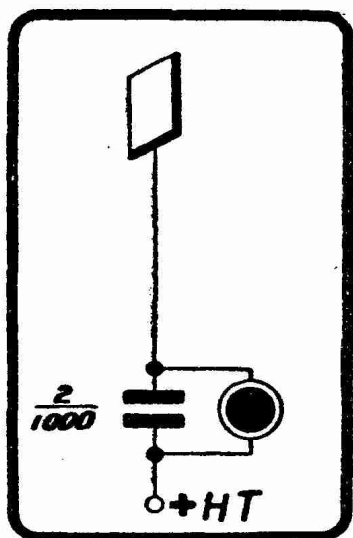


FIG. XVIII-6-1. — Ce que l'on ne fait généralement pas : insertion directe du casque ou du haut-parleur dans le circuit d'anode de la dernière lampe.

(1) Le diffuseur est, en effet, plus souvent couplé à un moteur du type électromagnétique qu'à un moteur du type électrodynamique.

(2) Pour plus de précisions sur ce chapitre, lire les études de Marc Seignette sur les haut-parleurs dans son ouvrage « Vues sur la Radio ».

(3) On considère pratiquement l'impédance Z pour une fréquence de 1.000 périodes par seconde.

constructeur de la lampe, on utilise le branchement de la figure XVI-21-10 (self et capacité de liaison).

Ces deux branchements peuvent être combinés lorsque le courant d'anode de la lampe est trop intense pour le transformateur T (risque de saturation) ; on obtient alors la disposition de la figure XVII-6-2.

En général, les haut-parleurs électrodynamiques sont livrés avec leur transformateur de couplage (voir figure XVIII-5-6) ; dans certains modèles, des prises sur le primaire permettent d'ajuster le transformateur à la résistance interne de la lampe de sortie disponible qui peut être une triode, une pentode, ou une tétrode à concentration électronique. Lorsque le haut-parleur est attaqué par un étage push-pull, le primaire du transformateur de couplage doit être à prise médiane.

Les dispositions du transformateur de sortie et de la self, convenablement réalisées et combinées, permettent de réunir le reproducteur de sons au récepteur ou à l'amplificateur par un très long cordon (plusieurs dizaines de mètres).

Dans le cas de l'écoute au casque, c'est la disposition du transformateur de sortie (fig. XVI-21-9) qui est employée. Le branchement direct du casque dans le circuit d'anode est à éviter si possible.

En effet, nous avons vu que, dans un circuit d'anode de lampe BF, circule un courant ondulé constitué par la superposition d'un courant continu et de courants alternatifs de fréquences audibles. Seul, le courant alternatif a une action utile sur les électro-aimants. Lorsque l'on branche un casque (ou un haut-parleur électromagnétique) directement dans un circuit d'anode, il faut que le courant continu traverse ses électro-aimants dans un sens tel qu'il tende à en renforcer l'aimantation. Les casques (et haut-parleurs électromagnétiques) de bonne fabrication portent à une de leurs bornes une croix indiquant que cette borne doit être reliée au pôle positif de la batterie d'anode. Il est important, lorsque le casque ou le haut-parleur est monté directement dans le circuit d'anode, de respecter cette polarité : un reproducteur électromagnétique désaimanté manque à la fois de sensibilité et de fidélité, par sa tendance à doubler la fréquence des oscillations qui le traversent. En admettant que le casque ou le haut-parleur soit convenablement branché, la composante continue peut avoir pour effet de saturer l'électro-aimant et d'amener des déformations : c'est le cas, aujourd'hui très général, d'une lampe BF à fort courant d'anode.

Le transformateur de sortie évite une saturation des électro-aimants et un mauvais branchement du casque.

Il est utile de remarquer que ce transformateur ne préserve pas un casque délicat d'une coupure due à une réception trop forte, ou à l'interruption brusque du chauffage ou de la tension d'anode (extra-courant de rupture). A ce sujet, il est bon de se rappeler qu'il est utile d'éteindre graduellement les lampes d'un poste récepteur « batteries », surtout la dernière, dont le circuit d'anode contient le casque ; cette manière de faire éviter les courants de rupture dus à une brusque interruption du courant d'anode, préserve les transformateurs basse fréquence et les casques.

Dans un poste secteur, même lorsque l'on coupe brutalement l'arrivée du secteur, la rupture du courant d'anode est graduelle, les condensateurs du filtre se déchargeant lentement à travers les espaces cathode-anode, rendus de plus en plus résistants par le lent refroidissement des cathodes.

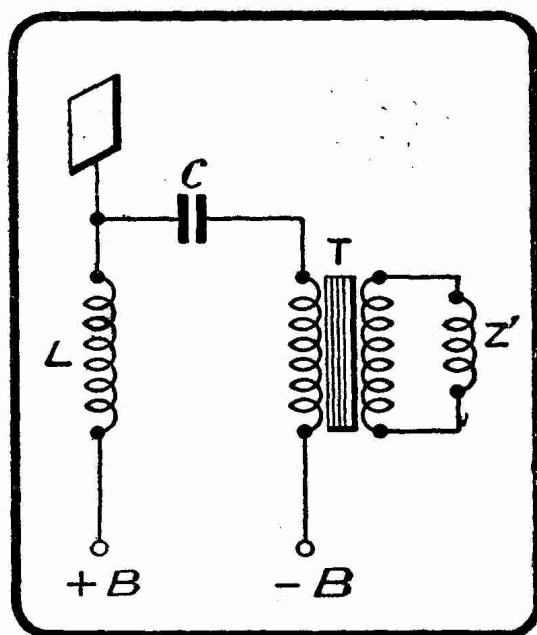


FIG. XVIII-6-2. — Branchement mixte d'une bobine mobile de haut-parleur électrodynamique par transformateur et self-capacité.

Comment opère-t-on pratiquement le branchement des cordons d'un casque ou d'un haut-parleur sur les récepteurs ⁽¹⁾ ?

On peut, et c'est là une méthode qui a été très répandue aux débuts de la T.S.F. d'amateurs, brancher ces cordons à l'aide de deux bornes. On obtient de la sorte un contact des plus sérieux, mais l'obligation de desserrer les

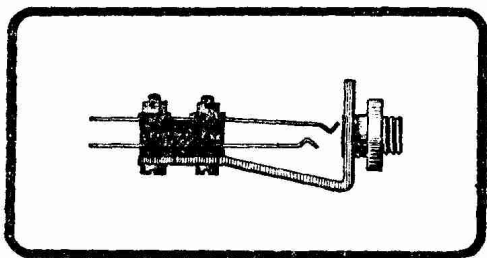


FIG. XVIII-6-3. — Jack.

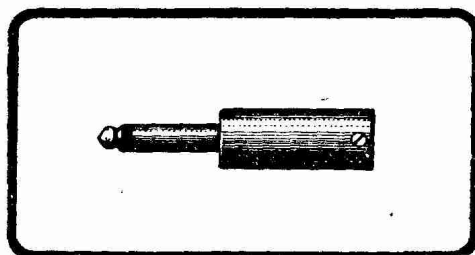


FIG. XVIII-6-4. — Fiche.

bornes pour retirer le casque ou le haut-parleur complique la manipulation. Les postes de la télégraphie militaire étaient, pendant la guerre de 1914-1918, munis d'une *fiche* spéciale que l'on a appelée « *fiche 3 ter* » du nom du célèbre amplificateur basse fréquence qu'elle équipait. Cette fiche est reliée à demeure aux cordons du casque ou du haut-parleur, et le contact est réalisé en enfonçant la fiche dans une ouverture munie de *mors*.

La fiche 3 ter assure un excellent contact, mais elle est encombrante et les constructeurs l'ont remplacée par d'autres dispositifs. Ces « *dispositifs* » sont tout simplement constitués par le jack téléphonique et sa fiche, couramment utilisés en téléphonie de ligne, et bien connus de tous ceux qui ont approché un standard.

Le jack (fig. XVIII-6-3) est fixé au poste, et la fiche (fig. XVIII-6-4) aux cordons du casque ou du haut-parleur. Il est possible de réaliser ainsi la coupure ou l'établissement automatique, par simple introduction de la fiche dans le jack.

	Jack simple		Jack double avec 2 coupures
	Jack double		Jack double avec 2 coupures (autre type)
	Jack double avec 1 coupure		Jack d'allumage

FIG. XVIII-6-5. — Six types de jacks de complexités diverses.

Il existe des jacks à une, deux, trois coupures, des jacks dits d'allumage. Ces derniers ont été pratiquement très employés dans les récepteurs « *batteries* », car ils permettent de commander de manière très simple l'allumage des filaments des lampes : lorsque la fiche est dans le jack « *haut-parleur* », le

(1) Ce dispositif n'existe, en général, que sur les récepteurs de trafic, amateurs ou professionnels.

circuit de chauffage est établi ; lorsqu'elle est retirée, ce circuit est coupé.

La figure XVIII-6-5 donne la représentation schématique de quelques-uns des jacks qui furent les plus utilisés.

Actuellement, où la mode est aux récepteurs complets contenant dans le même meuble, ou le même coffret, les circuits récepteurs et le reproducteur de sons, les jacks et les fiches ne sont plus employés dans les récepteurs du commerce.

§ 7. — L'ondemètre et la mesure des longueurs d'onde.

La connaissance de la longueur d'onde sur laquelle se trouve réglé un circuit oscillant de grille, par exemple, est d'une indiscutable utilité dans de nombreuses circonstances. Quelles sont les ondes limites recevables ? Quelle est la longueur d'onde d'une émission que l'on entend ? Voilà le genre de questions auxquelles cette connaissance permet de répondre.

Si l'on connaissait, de manière précise, la self et la capacité constitutives d'un circuit oscillant, on pourrait, par la formule :

$$\lambda = 1,885 \sqrt{L C}$$

calculer λ . Nous rappelons que, dans cette formule, on trouve λ en mètres lorsque L est exprimé en microhenrys et C en picofarads. Mais, pratiquement, L et C , L surtout, sont mal connus ; le simple fait, d'autre part, de coupler à L une autre bobine (bobine de réaction, par exemple) modifie la longueur d'onde de résonance du circuit considéré ; et si une self est mal connue, un coefficient d'induction mutuelle l'est encore plus. Il est, en conséquence, préférable de *mesurer* la longueur d'onde de résonance, au lieu de la *calculer*. Cette mesure peut se faire de manière très simple avec des *ondemètres*, dont le type le plus simple, et qui satisfait le mieux aux besoins des amateurs, est l'*ondemètre à absorption*.

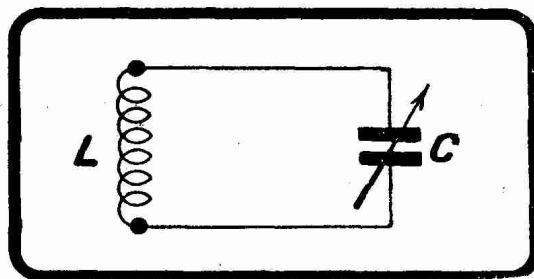


FIG. XVIII-7-1. — Circuit oscillant. Ondemètre à absorption.

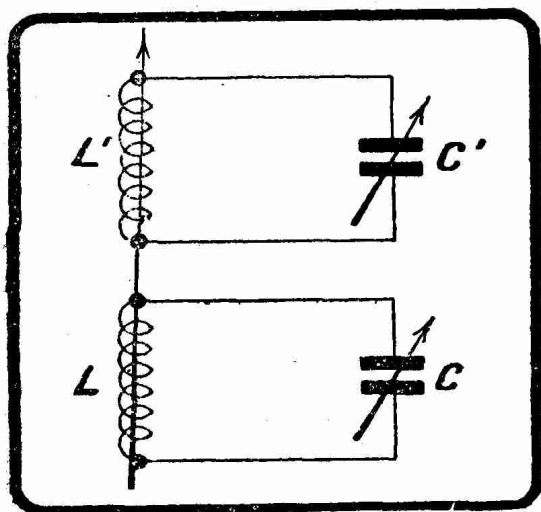


FIG. XVIII-7-2. — Principe de l'emploi de l'ondemètre à absorption.

L'ondemètre à absorption est constitué essentiellement par une bobine L et un condensateur C , c'est-à-dire par un circuit oscillant (fig. XVIII-7-1). La bobine L est de self fixe, le condensateur C est variable, et sa capacité maximum ne doit pas dépasser 500 picofarads. pour la précision des mesures. La bobine L est interchangeable.

Si l'on approche la bobine L de l'ondemètre de la bobine L' d'un circuit $L'C'$ dans lequel existent des oscillations électriques, une fraction de l'énergie du circuit $L'C'$ est transmise à LC , et *absorbée* (fig. XVIII-7-2). Cette fraction est, en première approximation, d'autant plus importante que le couplage LL' est plus serré. Elle ne se produit avec le maximum d'intensité que lorsque LC est accordé sur $L'C'$, en résonance avec $L'C'$.

Observer l'absorption d'énergie dans LC et discriminer nettement son maximum, c'est, en résumé, déceler la résonance de LC avec $L'C'$.

L'ondemètre est, pour une bobine L et un condensateur C donnés, étalonné en longueurs d'onde, par comparaison avec un ondemètre de précision. L'étalonnage donne une courbe du type de la

figure XVIII-7-3, obtenue en portant en abscisses les divisions du disque du condensateur C, et en ordonnées les longueurs d'onde. λ_0 et λ_1 sont les longueurs d'onde extrêmes pour lesquelles LC entre en résonance. Pour obtenir la résonance avec une onde supérieure à λ_1 , on utilise une bobine L de self plus forte ; pour obtenir la résonance avec une onde inférieure à λ_0 on utilise une bobine L de self moins forte.

Si la résonance de LC avec L'C', résonance recherchée en manœuvrant le condensateur C et observée comme nous allons l'expliquer, se produit pour

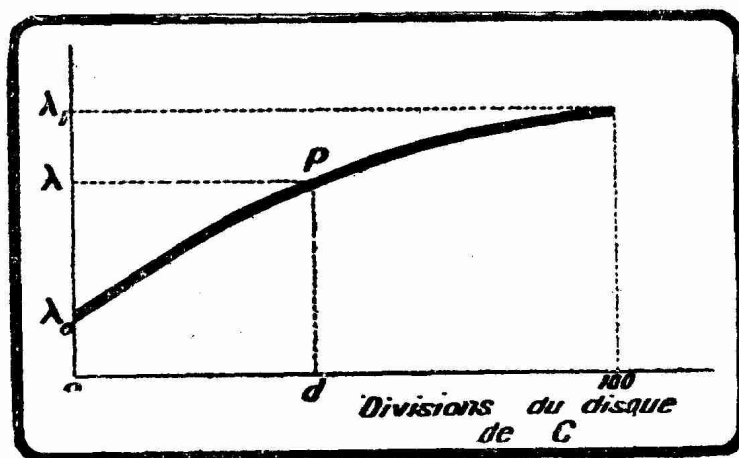


FIG. XVIII-7-3. — Courbe de résonance d'un circuit oscillant.

une certaine division d du disque du condensateur C, la longueur d'onde cherchée sera l'ordonnée λ du point P de la courbe de la figure XVIII-7-3, ayant pour abscisse d .

La courbe se construit sur du papier millimétré, ce qui évite de tracer à chaque lecture les droites telles que dP et P λ .

Comment observer la résonance de LC sur L'C', qui sera le plus souvent un circuit oscillant de grille ?

On peut employer, dans ce but, deux méthodes :

1° Observer la perte d'énergie dans L'C' ou dans

un circuit qui en dépend étroitement ;

2° Observer l'énergie absorbée dans le circuit LC de l'ondemètre lui-même (indicateur de tension : tube à néon en parallèle sur C, ou bien indicateur d'intensité : ampoule électrique ou galvanomètre sensible en série avec L et C, ou bien en dérivation sur une boucle de fil couplée à L).

La deuxième méthode ne convient que lorsque l'énergie absorbée par LC est assez importante pour actionner les divers indicateurs de résonance que nous venons d'énumérer ; elle ne pourra s'appliquer, en conséquence, que si L'C' fait partie d'un montage émetteur.

La première méthode permet de déceler plus facilement de petites variations absolues de l'énergie de L'C' ; c'est elle que l'on emploie lorsque L'C' fait partie d'un montage récepteur ou d'un montage émetteur de quelques watts de puissance.

Supposons donc que nous disposions d'un ondemètre du type de la figure XVIII-7-1, muni de sa courbe d'étalonnage. Il s'agit de mesurer la longueur d'onde sur laquelle se trouve accordé un poste récepteur, détectrice à réaction par exemple. Pour que l'ondemètre à absorption fonctionne, il est nécessaire qu'il y ait des oscillations entretenues à absorber, il faut donc que le récepteur comporte une réaction (cas général de la réception OC autrement que par changement de fréquence) et qu'il soit accroché.

Si l'on approche de la bobine d'accord du circuit grille la bobine L de l'ondemètre, il y aura, au moment de la résonance de LC sur le circuit grille, absorption de l'énergie de ce circuit, la lampe décrochera ; il y aura variation du courant moyen d'anode, on entendra un léger « toc » dans le casque. Si l'ondemètre est trop près de la bobine, on entend deux claquements. Par exemple, à la division 25 du disque de C, on entend un « toc », le récepteur décroche, et à la division 33, un autre « toc », le récepteur accroche à nouveau. La résonance cherchée se trouve entre la division 25 et la division 33, il y a incertitude de 8 divisions. Pour lever cette incertitude, on diminue le couplage de la bobine d'accord avec la bobine de l'ondemètre, c'est-à-dire qu'on éloigne l'ondemètre de la bobine d'accord ou de la bobine de grille considérée, et l'on recommence à manœuvrer lentement le disque de C. Les deux claquements précédents se rapprochent l'un de l'autre : ils se produisent, par

exemple, aux divisions 28 et 31. En éloignant encore l'ondemètre, les deux claquements finissent par se confondre en un seul, le poste décroche et accroche aussitôt. Ce claquement unique correspond, par exemple, à la division 29 et, en se reportant à la courbe d'étalonnage, on trouve la longueur d'onde cherchée par la méthode décrite à propos de la figure XVIII-7-3.

Tout cela est très simple en théorie ; mais, en pratique, il est assez délicat d'obtenir de manière nette ce « toc » unique. Ou bien le « toc » est bruyant et il y en a deux, par conséquent incertitude ; ou bien le « toc » est unique et il est inaudible, par suite de l'éloignement de l'ondemètre et de son peu d'action sur les oscillations du circuit considéré. Le poste ne décroche plus, à proprement parler ; il se produit simplement une très faible variation du courant d'anode, que le casque est impuissant à déceler de manière nette. Une méthode bien plus satisfaisante d'utilisation de l'ondemètre consiste à observer un milliampèremètre inséré dans le circuit d'anode de la détectrice, étant admis que la lampe considérée est une détectrice. Au moment du décrochage, et dans les conditions normales de fonctionnement des lampes, il y a augmentation du courant d'anode. Si donc nous approchons notre ondemètre de la bobine de grille d'une détectrice accrochée, lorsque le condensateur de l'ondemètre passera sur l'accord du poste récepteur, le milliampèremètre indiquera une augmentation du courant. On pourra placer l'ondemètre à assez grande distance de la bobine de grille et obtenir, par exemple, une déviation d'un dixième de milliampère, déviation correspondant pratiquement à une variation inaudible du courant d'anode. On obtiendra, de cette manière, des lectures très précises (au quart de division près) et, le couplage ondemètre-récepteur étant très lâche, l'exactitude des résultats n'en sera que plus certaine. C'est cette méthode que nous conseillons d'adopter. La lecture au milliampèremètre est de beaucoup plus précise que la lecture « au toc » avec le casque.

Il faut, pour pouvoir appliquer la méthode que nous venons d'exposer, que la bobine du circuit, dont il s'agit de mesurer l'onde de résonance, soit d'une approche facile. Le plus souvent, la bobine du circuit grille peut être approchée d'assez près pour que la mesure soit possible. Il faut noter ici l'avantage des bobines extérieures...

Lorsque l'on reçoit une émission radiotéléphonique, le récepteur est à la limite de l'accrochage, mais décroché ; pour mesurer la longueur d'onde d'une telle émission à l'aide d'un ondemètre à absorption, il faut se régler sur l'onde porteuse, poste accroché.

Nous avons eu l'occasion de voir que les couplages de l'ondemètre avec les circuits oscillants doivent être faibles, si l'on désire une bonne précision des mesures. Ce n'est pas là la seule raison qui milite en faveur des couplages lâches. Lorsque l'on fait une mesure, il faut éviter de coupler L de manière trop serrée ; car alors, on risque de modifier l'onde de résonance du circuit L'C'. Seuls, des couplages lâches peuvent donner exactitude et précision. Cette condition est d'ailleurs satisfaite lorsque les bobines des circuits oscillants se trouvent dans l'intérieur d'une ébénisterie.

Comment construire un ondemètre ? L'appareil se réduit à la bobine L et au condensateur C. On dit souvent que ces deux accessoires n'ont nul besoin, dans un ondemètre, d'être établis en prenant un souci spécial de l'élimination des pertes. C'est là, à notre sens, une erreur dont il serait fâcheux de méconnaître les conséquences, surtout lorsque l'on désire mesurer des longueurs d'onde courtes et très courtes.

Pour qu'un ondemètre donne des indications précises et que, d'autre part, il puisse être étalonné dans de bonnes conditions, il importe d'utiliser du matériel à faibles pertes.

Cela posé, examinons successivement le condensateur C et la bobine L de l'ondemètre. Le condensateur variable C aura une valeur maximum de 500 picofarads. Il pourra être du type à variation linéaire de capacité ou, mieux encore, du type à précision constante, type qui présente un profil spécial de lames mobiles. De ce qui précède, résulte que le condensateur doit être à faibles pertes ; cette condition exige que C soit à air et que l'isolement entre plaques fixes et plaques mobiles soit judicieusement placé, de bonne qualité,

et réduit autant que le permet une parfaite rigidité mécanique. Un condensateur d'ondemètre ne doit pas seulement, en effet, être parfait au point de vue électrique, il doit encore présenter toutes les garanties de bonne rigidité mécanique indispensable à la conservation de l'étalonnage. Les plaques doivent être épaisses, et les plaques mobiles solidement fixées à l'axe commandé par le disque gradué. La rotation doit être le seul mouvement possible de l'axe et, par conséquent, des plaques mobiles ; aucun jeu latéral ne saurait être toléré. Ce sont là des spécifications qu'il est bien difficile de trouver réunies dans un condensateur variable du type courant.

Inutile de préciser qu'un condensateur d'ondemètre ne peut comporter l'ancienne disposition dite à « subdiviseur ». Une démultiplication mécanique peut être acceptée, à condition qu'elle n'introduise aucun jeu et que les mêmes divisions du disque qui se présentent devant l'index correspondent toujours aux mêmes valeurs de capacité.

Le disque gradué doit être calé de manière rigoureusement constante sur l'axe : cette condition est évidemment indispensable à la conservation de l'étalonnage. La lecture de la division placée devant l'index fixe doit se faire sans ambiguïté possible. La graduation doit être gravée avec soin sur un disque d'assez grand diamètre (10 centimètres en général). Le biseau de l'index doit être parfaitement net et, par conséquent, très aigu. Sur les appareils de haute précision, il est fait usage d'autres dispositifs de lecture (vernier), mais pour les besoins de l'amateur, le disque gradué de bonne fabrication suffit largement. Un cadran démultiplicateur de bonne qualité doit être utilisé.

Il est nécessaire, enfin, de mettre le condensateur à l'abri des effets de variation de capacité dus à l'approche de la main de l'opérateur. Dans ce but, on peut l'enfermer dans un coffret métallique (aluminium). Dans un bon condensateur variable, les plaques mobiles sont solidaires électriquement des deux flasques terminaux ; il n'y a pas d'inconvénient, dans ces conditions, à relier mécaniquement et électriquement un des flasques au couvercle métallique du coffret.

Voyons maintenant la bobine L. Cette bobine doit, nous l'avons dit, être établie avec un souci tout particulier de l'élimination des pertes. Il faut donc des carcasses aussi réduites que possible, et constituées par du diélectrique de bonne qualité. Ici aussi, on doit exiger une rigidité mécanique absolue, car la self d'un bobinage dépend, comme on le sait, de sa forme. Malheureusement, et plus encore que dans le cas d'un condensateur variable, il est difficile de réaliser un bobinage à la fois robuste et électriquement parfait. Il est cependant possible d'établir une cote mal taillée et de réaliser un bobinage de bonne solidité, pas trop mauvais au point de vue électrique. Une méthode satisfaisante est d'utiliser des carcasses cylindriques rigides de 8 centimètres de

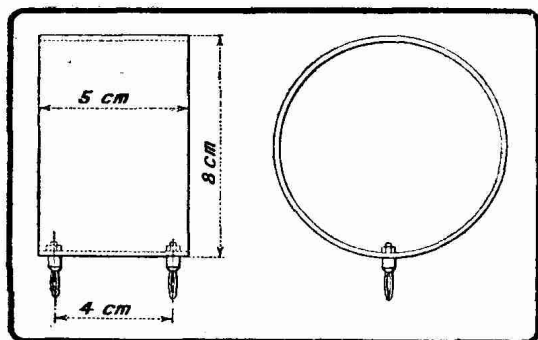


FIG. XVIII-7-4. — Carcasse pour bobine d'ondemètre à absorption.

pondants, reliés respectivement aux plaques fixes et mobiles du condensateur C.

La figure XVIII-7-4 suggère une disposition de montage des carcasses des bobines L.

Pour un condensateur C donné, la bande de longueurs d'onde couverte par l'ondemètre dépend évidemment du nombre de tours de la bobine qui

diamètre en bakélite ou, à la rigueur, en carton mince séché au four et verni discrètement à la gomme laque. Comme fil, on adoptera du 12/10 deux couches soie ou, à défaut, deux couches coton, et l'on fera les bobinages à tours jointifs. Ne pas recouvrir les enroulements de gomme laque : pour assurer leur fixité, on les nouera à l'aide de quatre ou cinq cordons de soie placés suivant autant de génératrices du cylindre *avant d'entreprendre le bobinage*, que l'on fera *très serré* : le 12/10 est un fil qui supporte la traction ! L'interchangeabilité des bobines est assurée par deux broches mâles qui s'adaptent aux organes femelles corres-

l'accompagne. Avec la carcasse représentée figure XVIII-7-4 et un condensateur variable de 500 picofarads, on obtient les limites suivantes, que nous donnons simplement comme ordres de grandeurs :

3 tours	11 à 40 mètres.
7 tours	20 à 80 mètres.
17 tours	50 à 200 mètres.
25 tours	150 à 500 mètres.
35 tours	325 à 700 mètres.
Etc...	

Le bobinage de 35 tours se fera sur deux couches, en utilisant le cordonnet de soie pour la consolidation de l'enroulement.

Pour les ondes supérieures à 600 ou 650 mètres, on pourra utiliser des nids d'abeilles rigides de grand modèle ou des bobines massées.

Une fois que l'on a construit un ondemètre avec le matériel que nous venons d'indiquer, il reste à l'étalonner.

Cet étalonnage est évidemment fait par comparaison avec un ondemètre de précision. Le résultat de l'opération est une courbe du genre de celle de la figure XVIII-7-3. Il y a évidemment autant de courbes que de bobines pour un condensateur C donné. Si l'ondemètre est équipé avec cinq bobines, il nécessite cinq courbes.

L'étalonnage doit se faire par comparaison avec un appareil de précision (hétérodyne étalonnée), appareil que l'on ne trouve, à cause de son prix assez élevé, que dans les laboratoires.

La vérification peut se faire sur les stations dont on connaît la longueur d'onde avec certitude (stations de radiodiffusion ou stations officielles sur ondes courtes).

§ 8. — L'hétérodyne modulée.

Il peut être utile de disposer d'un système local émettant des ondes de longueur connue. Pour ce faire, on peut employer une hétérodyne établie suivant le schéma de principe de la figure XVI-31-4, ou encore un oscillateur (à tétrode ou à pentode) à couplage électronique du type de la figure XVI-51-1 ; malheureusement, l'étalonnage exact d'un tel appareil est difficile. Pour faire osciller une hétérodyne sur une onde de longueur donnée, un moyen simple consiste à combiner son emploi avec celui d'un ondemètre à absorption étalonné. En agissant sur le condensateur de l'hétérodyne, on peut faire varier l'onde émise et connaître à chaque instant sa valeur exacte par la mesure à l'ondemètre d'absorption, le décrochage de l'hétérodyne étant constaté par la chute de l'aiguille d'un milliampermètre de grille. On a donc un moyen d'obtenir des ondes entretenues locales dont la longueur est connue avec une grande précision.

Pour certaines applications — notamment pour l'étalonnage d'un amplificateur haute fréquence, pour l'alignement et la mise au point d'un récepteur à changement de fréquence — il est nécessaire de disposer d'une source d'ondes entretenues modulées, que l'on constitue à l'aide d'une hétérodyne du type de la figure XVI-51-1, combinée avec une lampe oscillatrice BF créant une oscillation de l'ordre de 400 périodes par seconde. La partie essentielle d'un *signal generator*, appareil dont il a été question dans le chapitre précédent, est d'ailleurs constituée par une telle hétérodyne modulée.

La figure XVIII-8-1 donne le schéma complet (alimentation sur secteur alternatif comprise) d'une hétérodyne modulée obtenue en injectant dans la grille 3 d'une pentode HF montée en oscillatrice « electron coupled », des oscillations BF créées par une triode. La pentode peut être indifféremment une 77, une 6C6, une 6J7 ou une EF6 ; la triode une 6C5 ou une EBC3 (partie triode).

La bobine L montée en « electron coupled » dans la grille et la cathode de la pentode dépend évidemment de la gamme de longueurs d'onde à couvrir. Pour un condensateur CV de 1.000 pF (condensateur à démultipli-

cateur), la bande 0,1-60 mégacycles (5 m à 3.000 m) nécessaire aux divers usages de l'appareil, se couvre avec cinq bobines que l'on met en jeu par commutateur ou à la main (bobines interchangeables) :

bobine n° 1 : 60 à 18 mégacycles (5 à 16,65 m) — 3 tours de fil de 1,6 mm de diamètre, enroulés sur 1,9 cm de long, sur une carcasse cylindrique de 1,3 cm de diamètre. Prise cathode à 1 tour de l'extrémité reliée à la masse ;

bobine n° 2 : 18 à 6 mégacycles (16,65 à 50 m) — 7 tours de fil de 1 mm de diamètre, enroulés sur 2,2 cm de long, sur une carcasse cylindrique de 2,2 cm de diamètre. Prise cathode à 3 tours de l'extrémité reliée à la masse ;

bobine n° 3 : 6 à 2 mégacycles (50 à 150 m) — 24 tours de fil 5/10, deux couches coton, enroulés sur 3,8 cm de long, sur une carcasse cylindrique de 2,2 cm de diamètre. Prise cathode à 8 tours de l'extrémité reliée à la masse ;

bobine n° 4 : 2 à 0,45 mégacycles (150 à 667 m) — 125 tours de fil 3/10, deux couches soie, enroulés sur 5,7 cm de long, sur une carcasse cylindrique de 2,2 cm de diamètre. Prise cathode à 45 tours de l'extrémité reliée à la masse ;

bobine n° 5 : 0,45 à 0,1 mégacycle (667 à 3.000 m) — 475 tours de fil 15/100, deux couches soie, bobinés dans trois gorges de 25 mm de diamètre intérieur, de 40 mm de diamètre extérieur, de 2 mm de large, séparés par des « joues » de 2 mm. Les tours sont répartis ainsi : 180 tours gorge 1, 180 tours gorge 2, 115 tours gorge 3. La prise cathode correspond à la liaison entre la gorge 3 et la gorge 2 (115 tours).

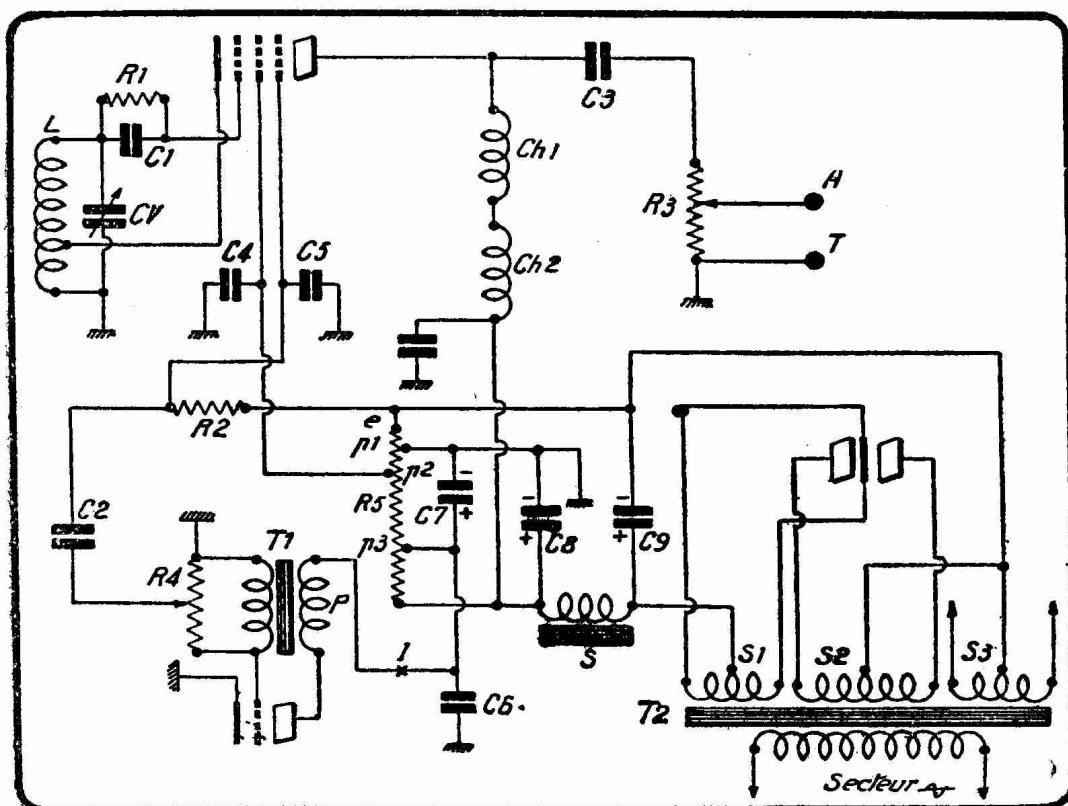


FIG. XVIII-8-1. — Schéma complet, alimentation sur le secteur comprise, d'une hétérodyne modulée à taux de modulation et à amplitude de sortie réglables. L'appareil comprend une pentode, une triode et une valve de redressement biplaque.

En parallèle sur la totalité de chacune des bobines 1, 2 et 3 se trouve un petit condensateur fixe de 50 pF.

T₁ est un transformateur BF ordinaire dont le primaire P est monté dans l'anode.

T_1 est un transformateur d'alimentation à 3 secondaires à prise médiane :

S_1 : 5 volts-2 ampères, pour le chauffage de la valve (une 5Y3) ;

S_2 : 2×275 volts-40 mA ;

S_3 : 6,3 volts-0,7 ampère, pour le chauffage des filaments.

CH1 et CH2 sont des bobines d'arrêt de respectivement 2,5 et 10 μ H. CH2 sera de préférence blindée.

S est la bobine de filtre de l'alimentation (30 henrys-40 mA).

R_1 est une résistance de 50.000 ohms type 1/2 watt.

R_2 est une résistance de 5.000 ohms type 1/2 watt.

R_3 est un potentiomètre de 500 ohms non bobiné, ni blindé, qui sert à doser l'amplitude de sortie de l'hétérodyne modulée, amplitude de sortie disponible entre les bornes A et T. C'est un atténuateur très simplifié, suffisant pour les mesures relatives que l'on a seules en vue.

R_4 est un potentiomètre de 500.000 ohms servant à régler le taux de la modulation de la pentode par la triode.

R_5 est une résistance de 25.000 ohms 25 watts, sur laquelle existent des prises réglables (P_1 , P_2 , P_3). Ces prises (colliers, par exemple) doivent être réglées de telle façon que la tension (par rapport à e) de la prise p_1 soit de 15 volts, celle de p_2 de 100 volts, celle de p_3 de 250 volts, étant admis que la tension totale aux bornes de R_5 est de 300 volts.

CV est un condensateur variable de 100 pF, comme il a été dit.

C_1 est un condensateur de 50 pF mica.

C_2 , C_4 et C_5 sont de 0,1 μ F papier.

C_3 est de 0,01 μ F mica.

C_6 est de 0,5 μ F papier.

C_7 et C_8 sont deux électrolytiques de 8 μ F-450 volts chacun.

C_9 est un électrolytique de 12 μ F-450 volts.

Sur la figure XVIII-8-1, les signes hachurés correspondent à un contact sur la masse métallique du châssis supportant les organes.

On remarquera que le condensateur C_9 n'a pas son « — » à la masse, mais à la prise médiane de S_2 et à celle de S_3 .

L'interrupteur I monté dans le circuit d'anode de la triode oscillatrice BF permet de supprimer la modulation et d'obtenir une oscillation entretenue pure. On coupe la modulation dans certaines applications et lorsque l'on étalonne l'hétérodyne. Cet étalonnage s'effectue en faisant battre l'oscillation entretenue pure avec les ondes porteuses de station de radiodiffusion dont la longueur d'onde est parfaitement connue. Si besoin est, on utilise les battements produits par l'harmonique 2 ou l'harmonique 3 de l'« electron couplé ».

§ 9. — Les rhéostats.

Les rhéostats ont été longtemps des accessoires indispensables de tout poste récepteur équipé avec des lampes du type « batteries ». Ils ne servaient pas seulement à l'extinction des lampes, mais encore au réglage de la valeur optimum de la tension aux bornes des filaments. En règle générale, chaque lampe ou groupe de lampes accomplissant une fonction déterminée était commandé par un rhéostat. Ainsi, un récepteur constitué par deux lampes haute fréquence, une détectrice et une basse fréquence était généralement muni de trois rhéostats : le premier pour les deux haute fréquence, le second pour la détectrice, le troisième pour la basse fréquence.

Seul était facultatif le rhéostat de la basse fréquence.

Sur les postes « secteur » utilisant des lampes à chauffage indirect et sur les récepteurs « batteries » modernes, les rhéostats de chauffage ne sont pas utilisés (1) ; les réglages de la sensibilité, de la sélectivité et de l'accrochage s'effectuent par d'autres moyens (par exemple, variation de la polarisation

(1) On utilise parfois un « rhéostat général » pour ajuster la tension de chauffage à la valeur voulue, lorsque l'on dispose d'une source de chauffage de tension trop forte (exemples : cas du poste batteries à lampes 2 volts chauffé avec deux éléments de pile sèche ou avec deux éléments d'accumulateur).

négative de grille obtenue en rendant variable la résistance montée dans la cathode).

§ 10. — Régulation de la tension du secteur alternatif.

Le fonctionnement d'un récepteur ou d'un amplificateur dépend, nous avons eu l'occasion de nous en rendre compte à plusieurs reprises dans cet ouvrage, des tensions appliquées aux filaments, aux anodes, aux écrans et aux grilles (polarisation) des lampes qui l'équipent. Si ces tensions varient dans des proportions même très faibles, des perturbations considérables peuvent être apportées non seulement au fonctionnement instantané de l'ensemble, mais encore à l'intégrité de certains éléments ; les éléments chauffants des lampes sont, en particulier, très sensibles à une surtension ; dans le cas de lampes à chauffage direct, ou lampes à filaments, nous avons signalé, à propos de la figure XVI-4-2, l'importance qu'il y a à appliquer à ces filaments la tension exactement nécessaire.

Dans les postes alimentés par batteries, il n'y a, dans cet ordre d'idées, aucune préoccupation à avoir. Il n'en va plus de même dans le cas d'une alimentation sur secteur alternatif, circonstance le plus fréquemment rencontrée aujourd'hui.

Les secteurs qui alimentent en force et lumière les particuliers ne sont trop souvent rien moins que stables. Il est fréquent d'observer qu'un secteur annoncé comme étant de 110 volts varie, en réalité, suivant les heures de la journée, entre 90 et 130 volts, c'est-à-dire de près de 20 % en plus et en moins de sa tension nominale.

Alimenter un récepteur de T.S.F. ou un amplificateur à lampes sur un tel secteur donne des résultats évidemment pitoyables.

Une solution consiste à calculer les transformateurs du bloc d'alimentation pour une tension primaire correspondant à la tension minimum du secteur et à placer en série un appareil (bobine à self variable, par exemple) destiné à absorber les surtensions. Cette méthode, qui exige un appareil de mesure et une attention continuelle, est peu pratique et ne saurait être conseillée au grand public amateur.

Il existe des méthodes de stabilisation, de régulation automatique de la tension du secteur qui donnent toute satisfaction. En voici deux :

1° Lampes régulatrices au fer-hydrogène (1) :

Une méthode très simple pour stabiliser, malgré les variations du secteur, la tension appliquée au primaire d'un transformateur T couplant au secteur

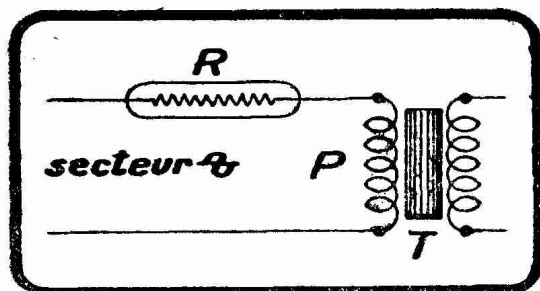


FIG. XVIII-10-1. — Montage d'une résistance régulatrice fer-hydrogène dans le primaire d'un transformateur d'alimentation.

l'alimentation d'un récepteur ou d'un amplificateur basse fréquence (pick-up), consiste à placer en série avec le primaire P de ce transformateur une résistance auto-régulatrice R au fer-hydrogène, dont le fonctionnement a été rapidement exposé page 103. La figure XVIII-10-1 indique le montage très élémentaire à réaliser. Comme on le voit, ce montage ne présente aucune complication.

Nous rappelons que la courbe concrétisant les variations d'intensité I, traversant une résistance auto-régulatrice au fer-hydrogène en fonction de la tension U à ses bornes, a la forme indiquée figure XVIII-10-2.

La partie AB est la zone de régulation dans laquelle l'intensité reste pratiquement constante à une valeur I_m malgré les variations de la tension aux

(1) Voir aussi « Les résistances régulatrices », par Marc Seignette, dans *Vues sur la Radio*.

bornes U entre deux valeurs limites U_1 et U_2 , qui sont toujours, nous l'avons vu, dans le rapport de 1 à 3.

U_1 et U_2 , d'une part, I_m , d'autre part, définissent techniquement la résistance fer-hydrogène à employer.

La tension aux bornes de l'ensemble RP de la figure XVIII-10-1 est soumise à des variations (secteur instable) comprises entre une valeur minimum V_1 et une valeur maximum V_2 . Soit V_p la tension aux bornes de P, V_r celle aux bornes de R.

$V_p + V_r$, tension du secteur, varie ; V_p doit rester fixe, V_r varie ; toutes les variations du secteur devant être absorbées par la résistance auto-régulatrice R, on a évidemment :

$$(1) \quad U_2 - U_1 = V_2 - V_1$$

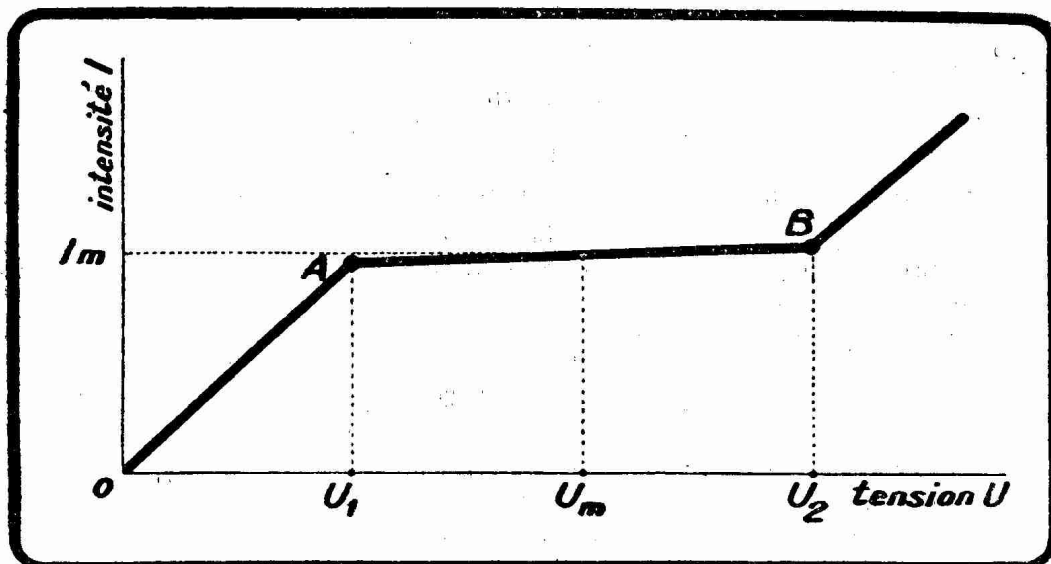


FIG. XVIII-10-2. — Courbe caractéristique d'une résistance régulatrice fer-hydrogène.

Comme on a, d'autre part :

$$(2) \quad U_2 = 3 U_1$$

le système des deux équations (1) et (2) à deux inconnues (U_1 et U_2) nous donne :

$$U_1 = \frac{V_2 - V_1}{2}$$

et

$$U_2 = \frac{3 (V_2 - V_1)}{2}$$

On choisit, comme tension fixe V_p aux bornes du primaire P, la tension $V - U_m$, V étant la moyenne des tensions limites du secteur ($V = \frac{V_1 + V_2}{2}$)

et U_m la moyenne des tensions limites de la zone de régulation ($U_m = \frac{U_1 + U_2}{2} = 2 U_1$).

On connaît la consommation du bloc d'alimentation dans les conditions normales de fonctionnement ; cette consommation se traduit par un certain nombre W de watts et l'on a :

$$I_m = \frac{W}{V - U_m}$$

On connaît ainsi les trois quantités U_1 , U_2 et I_m qui définissent la résistance R .

Supposons, pour donner un exemple pratique d'application des formules précédentes, que la consommation de T soit de 100 watts (cas ordinairement rencontré pour une alimentation sur secteur d'un récepteur de T.S.F.) et que le secteur ait une tension oscillant, suivant les heures de la journée, entre 80 et 130 volts, chose malheureusement fréquente dans certaines régions.

On aura :

$$V = \frac{130 + 80}{2} = 105 \text{ volts}$$

$$U_1 = \frac{130 - 80}{2} = 25 \text{ volts}$$

$$U_2 = 75 \text{ volts}$$

Cela donne :

$$U_m = \frac{25 + 75}{2} = 50 \text{ volts.}$$

La tension aux bornes du primaire P de T sera donc :

$$V - U_m = 105 - 50 = 55 \text{ volts}$$

et le transformateur T devra donc être calculé comme si l'on avait affaire à un secteur alternatif de 55 volts.

L'intensité I_m est :

$$I_m = \frac{100}{55} = 1,82 \text{ ampère.}$$

La solution du problème consiste donc à prendre un transformateur T de 100 watts avec un primaire de 55 volts et de monter en série avec ce primaire une résistance au fer-hydrogène de 25 volts-75 volts 1,8 ampère.

Voici d'ailleurs, à titre documentaire, une série de lampes régulatrices au fer-hydrogène construites par la Compagnie des Lampes.

Limites de la zone de régulation en volts U_1/U_2	Intensité du courant en ampère I_m	Limites de la zone de régulation en volts U_m/U_2	Intensité du courant en ampère I_m
20/60	0,24	25/75	0,60
20/60	0,24	25/75	1,10
20/60	0,30	25/75	1,60
20/60	0,30	25/75	1,70
20/60	0,35	25/75	1,80
20/60	0,35	35/105	0,25
20/60	0,48	35/105	0,36
20/60	0,55	35/105	0,45
25/75	0,25	35/105	1,00
25/75	0,26	35/105	1,10
25/75	0,27	40/120	0,48
25/75	0,35	40/120	0,50
25/75	0,47	40/120	1,00
25/75	0,50	40/120	1,30
25/75	0,56		

2° Régulation magnétique :

Il existe divers procédés de régulation d'une tension alternative applicables à la régulation de la tension d'un secteur alimentant un poste de T.S.F. ou

un amplificateur téléphonique. Parmi ces procédés, nous citerons celui dû à MM. Demontvignier et Touly.

Le régulateur Demontvignier-Touly, qui réduit à 0,7 % des variations de 20 % du secteur, est fondé sur un principe magnétique. Il utilise le groupement d'une bobine saturée L_1 et d'une bobine non saturée L_2 montées en auto-transformateurs, d'un condensateur C et d'une résistance R (fig. XVIII-10-3). Le principe du fonctionnement peut être expliqué de la manière très élémentaire suivante :

La tension aux bornes de l'ensemble self saturée L_1 partie d c de la self non saturée L_2 , peut se représenter en fonction de l'intensité I par la courbe K de la figure XVIII-10-4. La tension aux bornes d b de la self L_2 peut, de son côté, être représentée en fonction de l'intensité qui la traverse par la droite K' ,

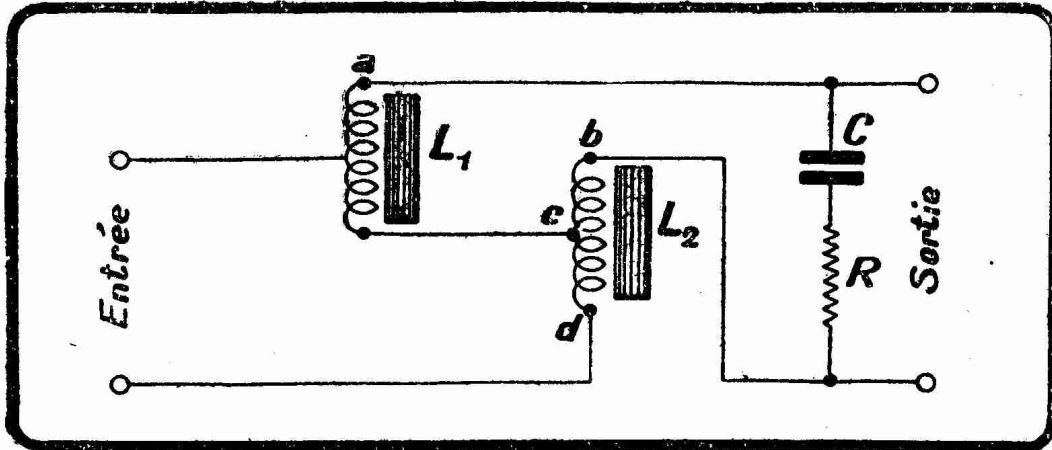


FIG. XVIII-10-3. — Régulateur magnétique Demontvignier-Touly.

très inclinée sur l'axe des I . La tension T que l'on recueille aux bornes a et b est égale, à chaque instant, à la différence de tension entre a et b d'une part, b et d d'autre part. Pour une même valeur de I , ces deux tensions composantes sont représentées par les ordonnées des points figuratifs A et B de la figure

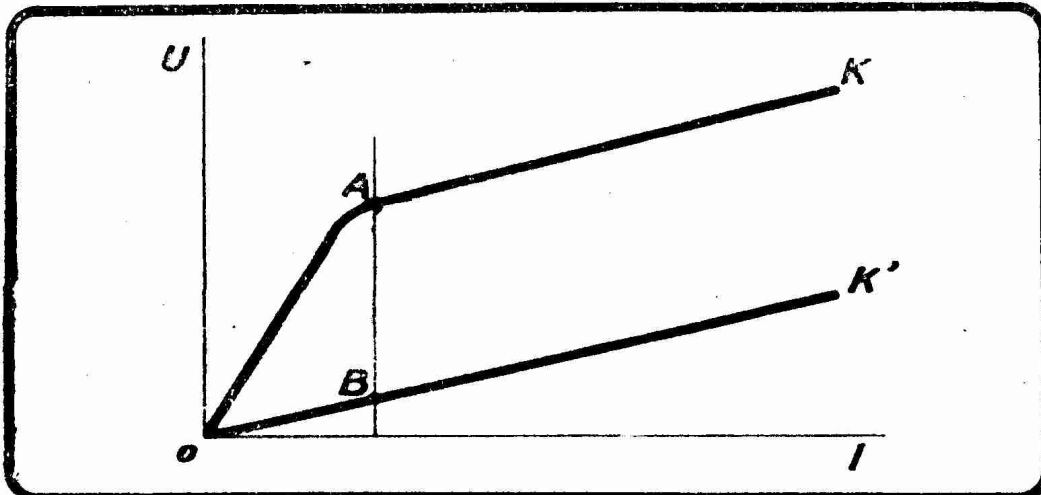


FIG. XVIII-10-4. — Courbes caractéristiques de fonctionnement du régulateur magnétique Demontvignier-Touly.

XVIII-10-4 ; il en résulte que la longueur AB , exprimée en unités de tension, représente la tension aux bornes de sortie a et b du dispositif régulateur. En dimensionnant convenablement les éléments, on peut amener la caractéristique K' et la partie haute de la caractéristique K à être parallèles. Dans ces conditions,

la longueur AB est indépendante de I . Il en résulte que la tension aux bornes a et b reste, dans de très larges limites, constante, quelle que soit la tension du secteur. Le dispositif de la figure XVIII-10-3 répond donc fort bien à nos exigences.

Dans l'explication très simplifiée qui précède, nous n'avons examiné que la tension et l'intensité. Il se produit, au cours du fonctionnement du dispositif de la figure XVIII-10-3, des effets de multiplication de fréquence (triplage) qui exigent des précautions de résonance. C'est pourquoi, en parallèle sur les bornes de sortie, sont montés un condensateur C de forte capacité (en réalité, un bloc de condensateurs en parallèle) et une résistance R . Ce condensateur et cette résistance constituent, avec la self L_1 et la partie $b c$ de la self L_2 , un circuit en résonance sur environ 120 périodes par seconde.

CHAPITRE III

**LES « COMMANDES AUTOMATIQUES »
DANS UN RECEPTEUR MODERNE**

Nous avons vu, à propos de la figure XVI-6-3, que les composantes continues des tensions détectées par une diode dans un récepteur moderne sont utilisées à diverses *commandes automatiques*. Le moment est venu de passer ces actions en revue, actions qui jouent un rôle essentiel dans les récepteurs modernes.

§ 11. — La commande de volume. Commande manuelle et commande automatique. Accord silencieux.

Suivant la puissance et l'éloignement du poste émetteur que l'on écoute, l'audition fournie par le haut-parleur d'un récepteur donné varie dans d'énormes proportions. Or, il y a une certaine puissance de son et une seule qui convient pour des conditions déterminées d'écoute. De plus, dans quelques cas de récepteurs très sensibles, la saturation de certains étages se produit pour les signaux forts, et de grandes déformations apparaissent. On est donc conduit à agir sur la sensibilité du récepteur dans des étages convenablement choisis, et d'autant plus rapprochés de l'accord proprement dit que ledit récepteur est plus sensible.

La commande de volume, qui se traduit par une action sur l'intensité sonore produite par le haut-parleur et se réalise, en fait, en agissant sur la sensibilité du récepteur (sur l'amplification qu'il produit), s'effectue soit à la main (*commande manuelle de volume*), soit automatiquement (*commande automatique de volume* ou CAV).

Les méthodes par lesquelles est réalisée la commande de volume par variation de sensibilité sont au nombre de deux :

1° Variation de la pente des lampes amplificatrices, obtenue en agissant sur la polarisation de grille de commande ou sur la tension d'écran.

2° Variation du couplage entre deux circuits (circuits d'accord proprement dits, transformateurs haute ou moyenne fréquence).

La première de ces deux méthodes est la plus répandue. Elle est simple, car elle permet la commande simultanée de plusieurs étages par la manœuvre d'un seul et même potentiomètre ; la technique de la commande automatique lui est, d'autre part, immédiatement applicable. La seconde méthode est mise indirectement en jeu dans le cas de la sélectivité variable.

1° Commande manuelle :

La commande manuelle de volume s'obtient :

par variation de la polarisation grille d'une ou de plusieurs lampes à pente variable (variation obtenue par une résistance variable introduite dans la cathode d'une lampe amplificatrice HF ou MF ou dans le retour commun des cathodes, dans le cas de plusieurs lampes) ; cette disposition est plus connue sous le nom de *commande manuelle de sensibilité* ; elle est représentée figure XVIII-11-1 :

par variation de l'amplitude des oscillations BF transmises à la grille d'une lampe BF ; cette variation est obtenue par un potentiomètre convenablement monté.

Une commande manuelle de volume existe sur tous les récepteurs modernes, afin que les usagers puissent régler la puissance de leurs auditions suivant les

circonstances de temps et de lieu. Dans sa forme actuelle, elle est surtout réalisée

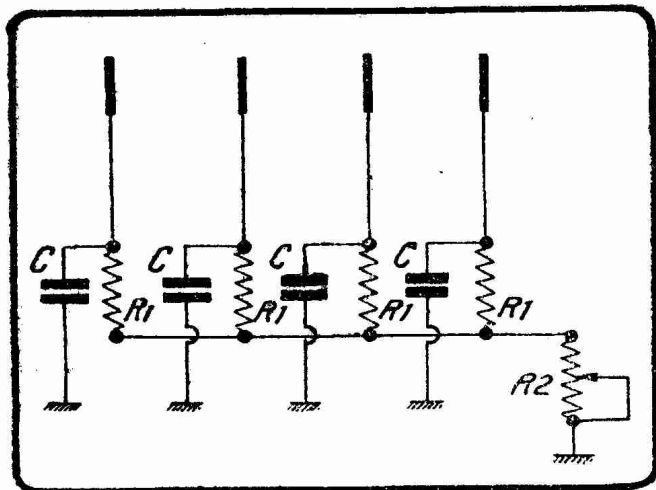


FIG. XVIII-11-1. — Commande manuelle de sensibilité agissant sur la résistance de cathode commune à plusieurs lampes pré-déectrices. R_1 sont des résistances de 100 à 200 ohms. R_2 est une résistance variable de 5.000 ohms. Les condensateurs C sont de 0,1 μF .

par action sur l'attaque de la première lampe amplificatrice de tension : potentiomètre monté à la sortie même de la détection diode.

2° Commande automatique :

La commande automatique de volume a été étudiée, dès 1926, en France, par M. L. Chrétien. D'abord considérée comme une curiosité de laboratoire, elle a vu sa technique se confirmer et se répandre rapidement.

Les postes récepteurs modernes réalisés par les constructeurs présentent tous une commande automatique de volume, qu'il s'agisse de récepteurs à amplification directe ou à changement de fréquence.

Cette commande automatique a pour but de maintenir à un niveau constant inférieur au niveau de saturation de n'importe quelle lampe du récepteur la puissance sonore fournie par le haut-parleur, pour une large bande de potentiels d'attaque de la grille de commande de la première lampe du récepteur.

Une telle commande automatique est très utile lorsque l'on passe de l'accord d'une station à celui d'une autre produisant, au lieu de la réception, un champ très différent en intensité.

Elle permet, d'autre part, de compenser les effets du fading, la sensibilité du récepteur augmentant lorsque l'évanouissement (diminution de l'intensité du champ) se produit. C'est cette action connexe de la commande automatique de volume qui fait donner parfois à ce dispositif le nom d'*antifading*.

La commande automatique de volume s'obtient en utilisant dans le sens convenable à la création de la polarisation des grilles des lampes commandées, la tension produite aux bornes d'une résistance par la composante continue du courant détecté, composante continue qui correspond à la détection de l'onde porteuse, soit par une lampe spéciale, soit par la détectrice même du poste récepteur. Plus l'amplitude de cette onde porteuse est élevée, plus la tension qui apparaît aux bornes de la résistance est grande, plus, si cette tension est utilisée dans le bon sens, la polarisation des grilles est grande *négativement*, et, en conséquence, moins l'amplification produite est importante.

La « tension automatique » nécessaire à la mise en œuvre de la commande automatique de volume est ainsi créée, soit à l'aide de la diode détectrice même du récepteur, soit à l'aide d'une diode spéciale (seconde diode de la double diode détectrice).

Cette tension de polarisation automatique est appliquée sur la grille d'une lampe haute fréquence, moyenne fréquence, ou encore changeuse de fréquence. Plusieurs lampes peuvent être, bien entendu, commandées simultanément, et cette commande simultanée est même recommandée.

Il existe différents types de commande automatique de volume :

- la commande automatique simple ;
- la commande automatique différée ;
- la commande automatique amplifiée ;
- la commande automatique inversée, ou accord silencieux.

Voici une manière très simple de définir ces mécanismes :

Imaginons un récepteur comportant une amplification haute ou moyenne fréquence importante avant détection.

Portons en abscisses les volts d'attaque de ce récepteur (fournis par un oscillateur local attaquant le récepteur par l'intermédiaire d'une antenne fictive), et en ordonnées les tensions à la sortie de la détection (fig. XVIII-11-2).

Si le récepteur ne comporte aucun dispositif de commande automatique de volume, la courbe que l'on peut tracer des variations de la tension à la sortie de la détection, en fonction de la tension à l'entrée du récepteur, a la forme de la courbe 1.

Lorsque les volts d'attaque augmentent, les volts à la sortie croissent rapidement jusqu'à un maximum, puis diminuent. Cette diminution est due à la surcharge de la détection. Comme on le voit, il y a une tension d'attaque optimum qui donne la tension détectée maximum.

La courbe 2 montre l'effet de l'adjonction au récepteur considéré d'un dispositif de commande automatique de volume simple. L'effet de surcharge est supprimé, et la tension à la sortie atteint son maximum en même temps que les volts d'attaque. Mais les signaux faibles sont fortement atténués : le récepteur perd de sa sensibilité.

La courbe 3 montre l'action d'une commande automatique de volume différée, c'est-à-dire d'une commande automatique n'agissant qu'à partir du moment où la détection est presque saturée. Cette action se traduit par le maintien de la tension de sortie à une valeur constante à partir de la tension d'attaque qui saturerait la détection, s'il n'y avait pas de commande automatique de volume.

Une commande automatique de volume différée peut être réglée de manière que les signaux faibles soient reçus avec la même intensité que les signaux forts. Cette intensité avec laquelle toutes les stations sont reçues, peut être réglée à telle valeur exigée par les conditions locales d'écoute.

En adjoignant à la commande différée une commande automatique de volume silencieuse (accord silencieux, *silent tuning* des Anglo-Saxons), la partie inférieure de la courbe 3 prend une allure abrupte, qui correspond à l'élimination complète des signaux inférieurs à une certaine valeur de tension d'attaque. On peut régler ce minimum à la valeur que l'on désire, ou qui est imposée par les circonstances locales de la réception. Sur la figure XVIII-11-2, le minimum représenté est d'environ 5 μ V.

La commande silencieuse empêche que, dans l'intervalle des ondes porteuses, lorsque l'on n'est pas accordé sur une station, la sensibilité du récepteur, alors maximum, ne provoque l'apparition d'un bruit de fond considérable.

En résumé, et pour fixer des idées, les divers modes de commande automatique de volume règlent automatiquement la sensibilité du récepteur, de telle façon que l'audition fournie conserve une valeur constante, qu'il s'agisse de signaux faibles ou forts. La commande « silencieuse » empêche, d'autre part, la sensibilité du récepteur d'atteindre une valeur trop grande et de provoquer la détection de signaux parasites faibles, qui se traduisent par un bruit de fond intense lorsque le récepteur n'est pas réglé sur une onde porteuse. En combinaison étroite avec l'accord silencieux, on met souvent en œuvre un

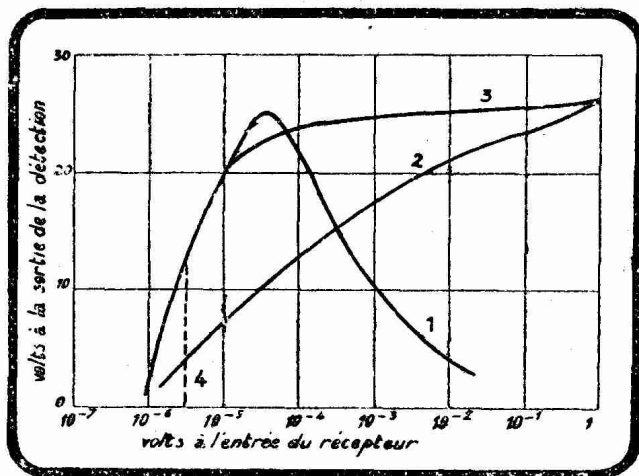


FIG. XVIII-11-2. — Définitions graphiques de la commande automatique de volume simple (courbe 2), de la commande automatique de volume différée (courbe 3), de l'accord silencieux (courbe 4) ; la courbe 1 représente le comportement du récepteur sans commande automatique de volume d'aucune sorte.

dispositif ne permettant la réception que lorsque l'on se trouve sur l'accord exact de la station que l'on désire écouter ⁽¹⁾.

La commande automatique de volume s'effectue en utilisant à la polarisation grille des lampes haute ou moyenne fréquence, polarisation dont la valeur absolue est inversement proportionnelle à la sensibilité de l'amplification, puisqu'elle agit sur la pente des lampes (lampes à pente variable), la tension continue produite par la détection de l'onde porteuse de l'émission radio-téléphonique à laquelle on s'intéresse.

Cette tension continue est d'autant plus grande que le signal reçu est plus amplifié avant détection, c'est-à-dire que la sensibilité du récepteur se trouve meilleure. On conçoit donc que l'augmentation de la tension continue détectée se traduise par une diminution de la sensibilité du récepteur, puisqu'il y a diminution de la pente des lampes amplificatrices.

Il peut se faire que la tension continue correspondant à la détection de l'onde porteuse d'une station soit trop faible pour pouvoir être efficacement employée à la polarisation des lampes amplificatrices avant détection. C'est ce qui se produit dans certains récepteurs à amplification directe. La commande automatique de volume peut alors être mise en œuvre en amplifiant la tension de la composante continue, avant de l'appliquer aux lampes précédant la détection. C'est ce qu'on appelle la *commande automatique de volume amplifiée*.

Il est possible de mettre en œuvre les divers mécanismes dont nous venons d'exposer le principe et les domaines d'utilisation, à l'aide de lampes triodes ; mais, à l'heure actuelle, ce sont les diodes combinées (diodes triodes, diodes pentodes, etc.) qui sont les plus employées. Le nombre des schémas possibles est considérable ; nous nous contenterons de signaler les plus simples et les plus répandus.

I. — PREMIER GROUPE DE MONTAGES. COMMANDE AUTOMATIQUE DE VOLUME SIMPLE.

La figure XVII-11-3 représente le montage d'une diode combinée avec un élément que nous supposons triode, pour la clarté du dessin (le cas de la triode est d'ailleurs le plus répandu), mais qui pourrait être pentode ; il suffirait alors d'ajouter les deux grilles nécessaires.

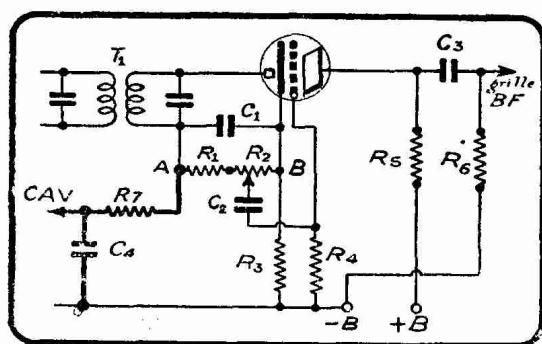


FIG. XVII-11-3. — Commande automatique de volume simple par diode combinée (diode-triode). Le retour des grilles des lampes commandées se fait au point CAV, au lieu de se faire au —B.

Le secondaire du transformateur T_1 (généralement transformateur moyenne fréquence) aux bornes duquel apparaissent les oscillations à détecter, attaque l'élément diode monté suivant le principe de la figure XVI-6-1 A (montage série).

La totalité de la résistance insérée en série avec l'espace anode de diode et cathode est constituée par une résistance fixe R_1 de 50.000 ohms et un potentiomètre R_2 de 500.000 ohms. L'ensemble R_1R_2 est shunté par le condensateur C_1 , de 100 pF. La cathode est pourvue de sa résistance R_3 de 1.000 ohms.

L'attaque de la grille de l'élément combiné avec la diode s'obtient par les tensions alternatives à basse fréquence qui apparaissent aux bornes d'une résistance R_4 de 250.000 ohms montée entre grille et —B. Ces tensions alternatives sont constituées par la composante alternative de la tension détectée disponible au curseur du potentiomètre R_2 et transmises par le condensateur C_2 de 0,01 μ F.

Dans l'anode de l'élément triode (ou pentode) se trouve une résistance R_5 (30.000 à 100.000 Ω pour un élément triode, 0,3 M Ω pour un élément pentode), qui met en évidence les tensions BF amplifiées par cet élément, et ces tensions sont reportées sur la résistance R_6 (500.000 ohms) montée dans la grille d'une lampe BF de puissance par le condensateur C_3 , de 0,01 à 0,02 μ F.

(1) Actuellement le montage dit « accord silencieux » n'est plus utilisé. Il pourrait, toutefois, revenir à la mode.

En déplaçant le curseur de R_2 vers R_1 , on transmet à R_4 une tension BF d'amplitude croissante : la manœuvre du curseur de R_2 réalise ainsi une *commande manuelle de volume*. Mais c'est une commande automatique de volume qu'il nous faut.

Aux bornes de l'ensemble R_1R_2 apparaît la tension détectée. Cette tension comporte une composante continue et une composante alternative. C'est cette dernière qui est transmise à R_4 par l'intermédiaire du condensateur C_2 .

La composante continue se manifeste de telle sorte que le point A de la figure XVIII-11-3 prend une tension négative par rapport à la cathode, c'est-à-dire au point B. Cette composante continue est d'autant plus grande que l'oscillation porteuse disponible aux bornes de T_1 est de plus grande amplitude. Il en résulte que A est d'autant plus négatif par rapport à la cathode que l'oscillation porteuse est plus importante, c'est-à-dire que le « signal » à recevoir est plus fort. On peut utiliser la tension négative de A par rapport à la cathode, donc au —B, pour polariser les grilles de commande des lampes haute ou moyenne fréquence précédant l'étage détecteur, c'est-à-dire précédant le transformateur T_1 . Il suffit, pour cela, au lieu de faire le retour des grilles en question sur le —B, d'effectuer ce retour sur le point A.

Cette polarisation sera d'autant plus grande, donc la diminution de sensibilité des lampes considérées d'autant plus forte, que la tension négative de A sera plus grande en valeur absolue ; c'est-à-dire que le signal à recevoir provoquera aux bornes du secondaire de T_1 l'apparition d'une tension HF de plus grande amplitude. *C'est là la base du mécanisme de la commande automatique de volume à l'aide d'une diode combinée.*

Comme en A existe non seulement la tension continue due à la composante continue du courant détecté, mais encore la tension alternative due à la composante alternative de ce courant, pour utiliser en A cette seule tension continue, il faut relier A à la grille ou aux grilles de la ou des lampes à polariser par un dispositif filtreur constitué par une résistance R_7 de 0,5 ou 1 M Ω et par un condensateur C_4 de 0,1 μ F, disposés comme le montre la figure XVIII-11-3.

De la constante de temps (produit R_7C_4) du circuit filtreur dépend la rapidité avec laquelle agit la commande automatique de volume. En pratique, on évite de donner à cette constante de temps une valeur supérieure à la seconde

REMARQUES. — I. Nous avons supposé figure XVIII-11-3 avoir affaire à une diode-triode, mais on peut utiliser une diode séparée (6H6, EB4, etc.) et une triode indépendante.

II. Si l'une des extrémités du secondaire de T_1 est à la masse ⁽¹⁾ (—B), on est conduit à utiliser le montage détecteur diode parallèle conforme au principe de la figure XVII-6-1 B.

II. — DEUXIÈME GROUPE DE MONTAGES.

COMMANDE AUTOMATIQUE DE VOLUME DIFFÉRÉE.

Considérons (figure XVIII-11-4) une double diode combinée dont l'une des anodes de diode A_1 est utilisée à la réalisation d'une détection diode série du type de celle employée figure XVIII-11-3. On retrouve les condensateurs C_1 , C_2 , C_3 , les résistances R_1 , R_2 , R_3 et R_4 assurant la liaison de l'élément diode à l'élément combiné (triode dans la majorité des cas) et la liaison de cet élément à l'étage basse fréquence de puissance subséquent.

L'anode de diode libre A_2 est alimentée par le secondaire de T_1 à travers un condensateur C_5 de 100 pF, et est polarisée d'une quantité réglable à volonté par l'intermédiaire de la résistance R_5 de 2 M Ω , reliée à un curseur pouvant se déplacer le long de R_5 qui est toujours de 1.000 Ω , les lettres se correspondant dans toutes les figures jusqu'ici considérées. La polarisation de A_2 par rapport

(1) Cas de l'emploi de transformateurs MF dont l'une des broches du secondaire est reliée au blindage lui-même mise, par ailleurs, à la masse. Ce cas, naguère très fréquent, ne se rencontre plus aujourd'hui.

à la cathode est donc égale à la tension qui existe entre B et le curseur c de

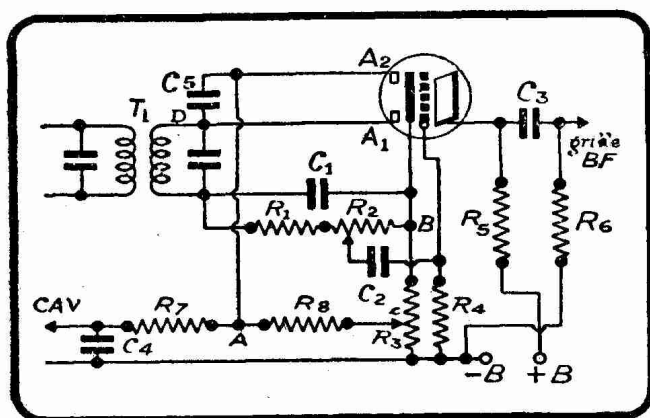


FIG. XVIII-11-4. — Commande automatique de volume différée par double diode combinée (double diode-triode). Le réglage de cette commande se fait par le curseur c de R_3 . Pour une EBC3 ou une lampe analogue, on prend :

$R_1 = 50.000 \Omega$	$R_8 = 2 \text{ M}\Omega$
$R_2 = 500.000 \Omega$	$C_1 = 100 \text{ pF}$
$R_3 = 2.500 \Omega$	$C_2 = 0,01 \mu\text{F}$
$R_4 = 250.000 \Omega$	$C_3 = 6.000 \text{ pF}$
$R_5 = 100.000 \Omega$	$C_4 = 0,1 \mu\text{F}$
$R_6 = 500.000 \Omega$	$C_5 = 100 \text{ pF}$
$R_7 = 0,5 \text{ à } 1 \text{ M}\Omega$	

Ajouter en parallèle sur R_3 un condensateur électrochimique de $20 \mu\text{F}$.

de la position du curseur c, qui détermine la valeur v . On choisira v de telle façon qu'elle corresponde à une amplitude d'attaque (disponible en D) un peu plus faible que celle qui provoque la surcharge de la détection ou de la BF, ou encore qui corresponde à la force d'audition que l'on ne veut pas dépasser.

Avec un tel dispositif, on comprend que l'on puisse théoriquement recevoir toutes les stations avec la même puissance sonore, les faibles comme les plus fortes, les lointaines comme les rapprochées, et ce dans d'assez larges limites.

REMARQUE. — Pour faire agir également l'amortissement provoqué par les diodes sur le secondaire et le primaire de T_1 , on branche souvent C_5 non sur le secondaire, mais sur le primaire.

Ainsi, dans le dispositif de la figure XVIII-11-4, la polarisation automatique des grilles des lampes prédelectrices n'apparaît, en d'autres termes la commande automatique de volume n'entre en jeu, que lorsque l'amplitude des oscillations aux bornes du secondaire de T_1 dépasse la valeur v . C'est ce que l'on appelle la commande automatique de volume différée, différée à volonté par le réglage

III. — TROISIÈME GROUPE DE MONTAGES. COMMANDE AUTOMATIQUE DE VOLUME AMPLIFIÉE

Qu'est-ce que l'on entend par commande automatique de volume amplifiée ?

Une des difficultés que l'on rencontre avec les systèmes de commande automatique de volume employant une détection diode (aussi bien, d'ailleurs, qu'une détection triode par la grille) est la nécessité d'appliquer une tension élevée à l'étage détecteur pour obtenir aux bornes de la résistance de charge R_1, R_2 de la figure XVIII-11-3, par exemple, une tension continue de polarisation suffisante pour agir sur la pente des lampes à pente variable équipant la partie prédelectrice.

Pour obtenir aux bornes de la résistance de charge une tension de polarisation de 50 volts, il faut que l'amplification avant détection produise une tension efficace porteuse de 21 volts ($30 = 21 \sqrt{2}$), en supposant que le conden-

sateur C_1 , qui shunte la résistance se charge aux tensions maxima, cela dans le cas de la détection simple, qui n'utilise qu'une alternance.

Dans le cas d'une détection double utilisant les deux alternances, il faut que la tension à l'entrée soit de 42 volts.

Ces valeurs élevées exigent un amplificateur moyenne fréquence très puissant comportant un étage de plus qu'il n'est habituel. Mais alors, il n'est pas possible d'appliquer la commande automatique de volume à la dernière lampe de l'amplificateur MF, du fait de l'impossibilité qu'il y a à obtenir une amplification suffisante. Cette sorte de cercle vicieux disparaît par la mise en œuvre de la commande automatique de volume amplifiée, qui permet d'obtenir une polarisation suffisante pour des tensions HF faibles. Avec une double diode-triode, par exemple, on réalise très simplement une commande automatique de volume amplifiée, en mettant à contribution l'effet d'amplification de l'élément triode.

Si l'on admet que le coefficient d'amplification de cet élément triode est de 40, pour obtenir une tension de 30 volts à la sortie de l'ensemble diode-triode, il suffit, dans le cas d'une détection simple (sur une alternance), d'une tension aux bornes de sortie du dernier transfo MF de

$$\frac{50}{50 \sqrt{2}} = 0,53 \text{ volt.}$$

Pour une tension finale aussi faible, rien ne s'oppose à l'application de la commande automatique de volume sur la dernière lampe de l'amplificateur MF, ce qui fournit une commande plus régulière, et s'effectuant sur une plus grande étendue.

Malgré ses avantages indéniables, la commande automatique de volume amplifiée n'est pas la forme de commande automatique la plus fréquemment utilisée dans la pratique.

1^{re} Commande automatique de volume
amplifiée simple :

La figure XVIII-11-5 représente un montage très simple de commande automatique de volume amplifiée.

La détection s'effectue de la manière habituelle en matière de diode, et la tension détectée apparaît aux bornes de la résistance potentiométrique R_1 , de 500.000 ohms, qui intervient comme commande de volume manuelle. La composante alternative BF est transférée à la grille de l'élément triode par le condensateur de liaison C_2 , de 0,1 μ F. La résistance R_1 est shuntée par un condensateur C_1 de 100 pF. La composante continue de la tension détectée, qui est utilisée habituellement à l'obtention directe de la commande automatique de volume, est appliquée également à la grille de l'élément triode par l'intermédiaire d'une résistance R_2 de 500.000 ohms et d'une bobine de choc S. Le découplage est complété par le condensateur C_3 , de 50 pF. L'élément triode fonctionne alors simultanément comme un amplificateur continu et comme un amplificateur alternatif. La partie alternative est amplifiée de la manière normale. La partie continue, agissant comme polarisation, fait varier le courant anodique de l'élément triode. La résistance de charge du circuit anodique R_3 est montée dans la cathode, au lieu d'être montée dans

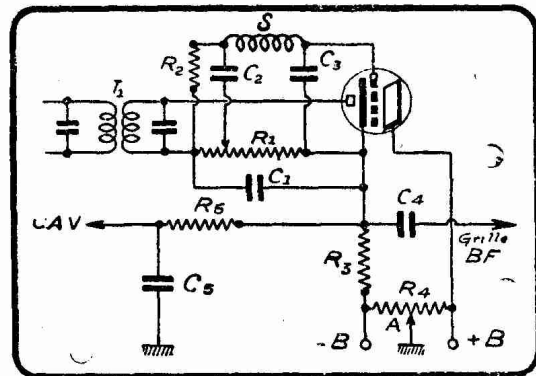


FIG. XVIII-11-5. — *Commande automatique de volume amplifiée utilisant une diode-triode.*

$R_1 = 500.000 \text{ } \Omega$	$C_1 = 100 \text{ pF}$
$R_2 = 500.000 \text{ } \Omega$	$C_2 = 0,1 \text{ } \mu\text{F}$
$R_3 = 10.000 \text{ } \Omega$	$C_3 = 50 \text{ pF}$
$R_4 = 100.000 \text{ } \Omega$	$C_4 = 6.000 \text{ pF}$
$R_5 = 1 \text{ M}\Omega$	$C_5 = 0,25 \text{ } \mu\text{F}$

l'anode. Le résultat de l'amplification (continu et BF) apparaît donc aux bornes de R_3 , c'est-à-dire entre cathode et $-B$.

A partir de la cathode, on dirige la tension BF amplifiée vers la grille de la lampe finale à l'aide d'un condensateur C_4 , de 6.000 pF, et la tension continue amplifiée vers les grilles des lampes auxquelles on applique la commande de volume, par l'intermédiaire du dispositif de filtrage R_5-C_5 , constituée par une résistance de 0,5 à 1 mégohm et un condensateur de 0,25 μ F.

Le potentiomètre R_4 , monté entre le $+B$ et le $-B$, est de 100.000 ohms. Le curseur A de ce potentiomètre est mis à la masse ⁽¹⁾ directement, et la tension utilisée à la commande automatique de volume est négative par rapport à la masse d'une quantité égale à la différence entre la tension existante de A à $-B$ et la chute de tension dans R_3 . La tension de A à $-B$ est, d'ordinaire, comprise entre 30 et 40 volts et représente la polarisation maximum qui doit être appliquée aux grilles des lampes à commander automatiquement. La chute de tension dans R_3 dépend du courant anodique de l'élément triode, lequel courant anodique est conditionné par l'amplitude de l'oscillation porteuse du signal reçu. Donc, pour des signaux faibles, le courant anodique est important, et la cathode n'est qu'à un faible potentiel négatif par rapport à la masse, tandis que, pour des signaux d'intensité croissante, le courant anodique diminue, et la tension de commande automatique de volume devient de plus en plus négative, diminuant proportionnellement les qualités amplificatrices des lampes prédélectrices.

2° Commande automatique de volume amplifiée différée :

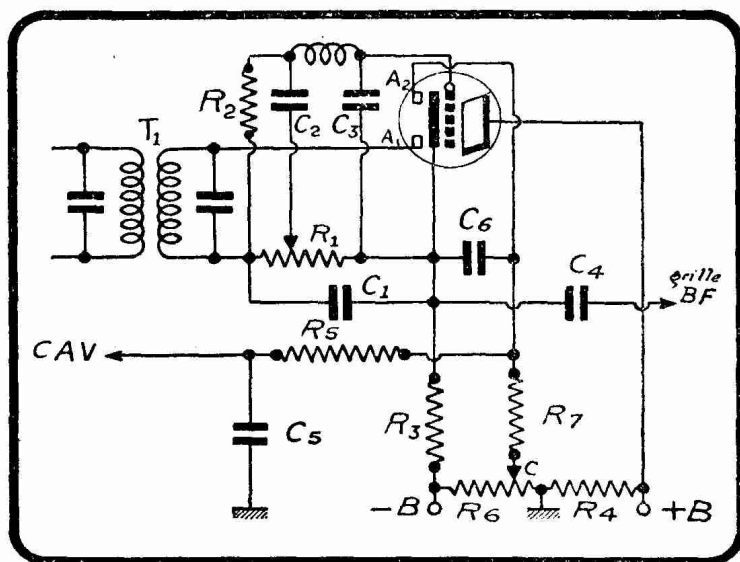


FIG. XVIII-11-6. — Commande automatique de volume amplifiée et différée utilisant une double diode-triode.

$R_1 = 500.000 \Omega$	$C_1 = 100 \text{ pF}$
$R_2 = 500.000 \Omega$	$C_2 = 0,1 \mu\text{F}$
$R_3 = 20.000 \Omega$	$C_3 = 50 \text{ pF}$
$R_4 + R_6 = 100.000 \Omega$	$C_4 = 5.000 \text{ à } 6.000 \text{ pF}$
$R_5 = 0,5 \text{ à } 1 \text{ M}\Omega$	$C_5 = 0,25 \mu\text{F}$
$R_7 = 500.000 \Omega$	$C = 0,1 \mu\text{F}$

délai; tant que cette tension n'est pas dépassée par les signaux d'attaque, la diode A_2 ne redresse pas, et les grilles des lampes commandées restent au même

La figure XVIII-11-6 représente une commande automatique de volume amplifiée différée utilisant une double diode-triode.

La partie détectrice proprement dite est montée comme précédemment. Pour obtenir l'effet de commande différée, la tension de CAV n'est pas prise directement dans le circuit de cathode, mais sur la seconde anode de diode A_2 , à travers un circuit filtreur R_5-C_5 , identique au circuit R_5-C_5 de la figure XVIII-11-5. Cette diode est normalement polarisée par le potentiomètre R_6 , dont le curseur c est réglé de manière à donner la polarisation minimum exigée par les lampes à commander. Lorsqu'il n'y a pas de signal, la cathode est positive par rapport à c d'une quantité égale à la tension de

(1) Bien entendu, il faut, par ailleurs, dans le schéma de montage comportant la partie représentée figure XVIII-11-5, que le $-B$ soit séparé de la masse. Les retours de cathode continuent à se faire sur cette masse. Dans le cas de la figure XVIII-11-6, ce « $-B$ » est pratiquement obtenu en montant l'excitation du haut-parleur dans le « moins » et en le shuntant par une résistance sur laquelle on pratique la prise c. Le « $-B$ » est alors l'entrée du filtre.

potentiel continu que le curseur c . Lorsque le signal devient plus fort, la cathode devient plus négative et parvient à atteindre le potentiel de A_2 , qui commence à laisser passer le courant. En raison de la faible résistance de la diode par rapport à la résistance R_7 , A_2 reste ensuite au même potentiel que la cathode, la commande automatique de volume entrant alors en action, tout comme si elle était directement reliée à la cathode.

Du fait de l'amplification modeste qu'exige la commande automatique de volume amplifiée, un dispositif d'accord silencieux n'est plus nécessaire. Il suffit de donner à la sensibilité minimum du récepteur une valeur telle que les parasites ne se détachent pas avec trop de netteté.

IV. — QUATRIÈME GROUPE DE MONTAGE. ACCORD SILENCIEUX.

Lorsque, dans un poste muni d'une commande automatique de volume et, encore mieux, dans un poste à commande automatique de volume différée, aucune oscillation porteuse n'existe aux bornes du secondaire de T_1 , la sensibilité du récepteur est maximum, puisque aucune polarisation des lampes prédétectrices ne se produit. De cette sensibilité exacerbée résulte un bruit de fond considérable, dû à l'amplification et à la détection de parasites de toutes sortes. Il y a donc intérêt, en l'absence d'oscillations, à « couper » la sensibilité du récepteur et à ne faire apparaître cette sensibilité que lorsqu'une amplitude supérieure à une certaine valeur apparaît au secondaire de T_1 . Ces mécanismes doivent, bien entendu, être déclenchés automatiquement. Cette commande automatique de volume « par le bas », si l'on peut dire, s'appelle l'accord silencieux, ou encore le réglage silencieux ⁽¹⁾.

Le principe de la méthode est simple : il se ramène à « bloquer » une lampe de la partie BF lorsque la composante continue de la tension détectée est inférieure à une certaine valeur correspondant au maximum de sensibilité que l'on ne désire pas dépasser.

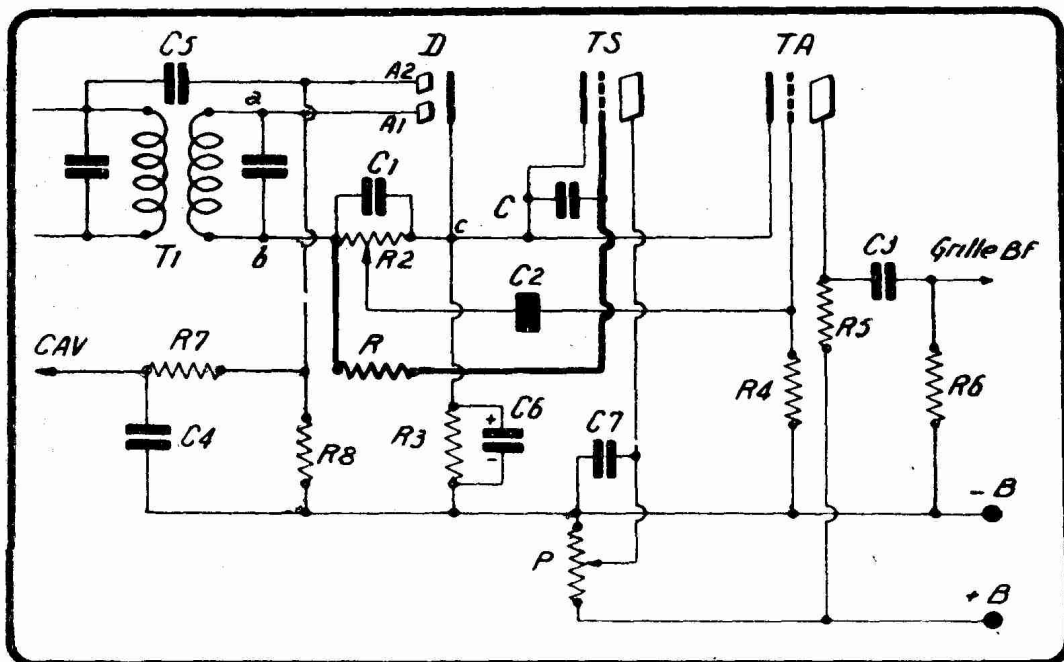


FIG. XVIII-11-7. — Combinaison d'une lampe de silence TS avec une double diode (détection-CAV différée) et une amplification BF de tension assurée par la lampe TA, qui peut être une triode ou une pentode.

Plusieurs montages de « silence » ont été préconisés. Nous allons donner le plus simple, que nous avons utilisé dès 1935.

Considérons l'ensemble de la figure XVIII-11-7, constitué par une détectrice

(1) Le réglage silencieux peut être considéré également comme une commande automatique de volume inversée.

double diode D, une triode TS, une triode TA. La double diode D assure la détection et la création de la tension de CAV ; TS est la *lampe de silence* (*squelch tube* ⁽¹⁾ des Américains) ; TA est l'amplificatrice de tension qui est « bloquée », autrement dit ne fonctionne pas, lorsque aucune oscillation porteuse n'est reçue. TA peut être une triode, comme représenté, ou une pentode.

Le montage détecteur CAV de la double diode D est conforme aux prescriptions de la figure XVIII-11-4, aux simplifications et différences suivantes près :

1° l'attaque de l'anode A_2 se fait à partir du primaire de T_1 , et non à partir du secondaire ;

2° R_3 est une résistance ordinaire, et non un potentiomètre ; la résistance R_3 se referme sur le —B, et non sur le curseur de R_3 ;

3° la résistance R_2 est supprimée.

La triode TS est montée de manière particulière : son anode est branchée sur le curseur d'un potentiomètre P de 100.000 ohms, monté entre —B et +B, ce qui permet de faire varier la tension de cette anode de 0 à B (d'ordinaire B = 250 volts) ; le curseur est découplé par C_7 , de 0,5 à 1 μF ; la grille de TS est attaquée par un condensateur C de 0,1 μF , relié à la cathode, condensateur qui est destiné à se charger à travers une résistance R, de 1 M Ω , par la composante continue de la tension détectée par l'anode de diode A_1 . On remarquera que D, TS et TA ont en commun la résistance de cathode R_3 , shuntée par l'électrochimique C_6 , de 20 μF .

Comment intervient TS ?

Supposons que R_3 soit de valeur telle que, lorsqu'elle est traversée par le courant d'anode de TA et celui de TS, polarisée à quelques volts négatifs, elle assure la polarisation convenant à la lampe (triode ou pentode) utilisée en TA. Cette polarisation est de 4 à 5 volts dans le cas d'une EBC3. On cherchera la valeur la plus favorable de R_3 aux environs immédiats de 1.250 ohms.

Lorsque le récepteur n'est pas réglé sur une station, aucune tension n'apparaît aux bornes a et b du secondaire de T_1 ⁽²⁾ (d'ordinaire transformateur MF). A ce moment, la tension de b est, à très peu de chose près, celle de c. Aux bornes du condensateur C n'apparaît donc aucune tension, et la polarisation de la grille de la lampe de silence TS par rapport à sa cathode est nulle. Le courant anodique est, en conséquence, élevé. Ce courant anodique traverse la résistance R_3 qui, réglée comme dit plus haut, se trouve alors parcourue par un courant bien plus fort que celui pour lequel a été calculée la tension de polarisation convenant à TA, et qui doit normalement apparaître à ses bornes. La tension aux bornes de R_3 est, dans ces conditions, trop forte, et la lampe TA se trouve polarisée trop négativement (par exemple, dans le cas de deux EBC3 montées en TS et TA, à —12 volts, au lieu de —5 ou —4 volts). La lampe TA n'amplifie plus, son courant d'anode étant annulé (la polarisation de *cut-off* étant appliquée à sa grille) ; elle bloque les oscillations BF, de quelque nature qu'elles soient, qui pourraient lui être transmises par C_2 . *On n'entend rien dans le haut-parleur, aucun claquement, aucun crissement de parasite, en un mot aucun bruit de fond.* Bien mieux, les sifflements et certaines interférences, dites du second battement, sont supprimés, s'ils ne le sont pas déjà par les circuits et dispositifs de présélection.

Lorsque le récepteur est accordé sur une station, l'onde porteuse de cette station détermine l'apparition en b d'une tension négative par rapport à c, tension qui charge le condensateur C ; la lampe de silence reçoit, de ce fait, une polarisation grille négative, son courant d'anode diminue notablement, ainsi que la chute le long de R_3 , et cette chute atteint la valeur convenant au fonctionnement normal sans distorsion de la lampe TA, amplificatrice BF. La partie BF du montage est « libérée », le haut-parleur fait entendre la station.

(1) *Squelch* correspond très exactement ici à l'expression familière française : « couper le sifflet ».

(2) Ce qui se produit lorsque le récepteur n'est pas accordé exactement sur une émission (désaccord 2 kc/s). Cette circonstance permet de dire que l'accord silencieux compense la perte apparente de sélectivité que provoque la commande automatique de volume.

La tension d'attaque à partir de laquelle la lampe TA, donc la BF du montage, fonctionne normalement, peut se régler, toutes choses restant par ailleurs en état, en agissant par le potentiomètre P sur la tension d'anode de la lampe TS. La manœuvre de P permet aussi de mettre hors de cause la lampe de silence, de supprimer son action, ce qui est nécessaire lorsque l'on reçoit les ondes courtes ou des émissions faibles.

La mise en état de la polarisation convenable de la lampe TA se fait brusquement par le mécanisme dont il vient d'être question, sans période de transition au cours de laquelle la distorsion se produit pour certaines stations.

Un récepteur muni d'un réglage silencieux est d'une manipulation très agréable, le bruit de fond entre les accords étant supprimé, et la sélectivité améliorée.

V. — SUR QUELLES LAMPES FAIRE AGIR LA COMMANDE AUTOMATIQUE DE VOLUME ?

Les tensions continues disponibles aux bornes des condensateurs C_4 des figures XVIII-11-3, XVIII-11-4 et XVIII-11-7, C_5 des figures XVIII-11-5 et XVIII-11-6, sont utilisées à la polarisation des lampes pré-détectrices, à condition que ces lampes présentent une grille de commande à pas variable.

Nous avons vu, au début de ce paragraphe, qu'une des difficultés de mise en œuvre de la commande automatique de volume était de faire apparaître une tension détectée de composante continue assez forte pour pouvoir agir sur toute la gamme de variation de la pente des lampes à « commander ». On comprend donc l'intérêt qu'il peut y avoir à disposer de lampes à pente variable pour lesquelles la variation de pente entre le maximum et le minimum s'obtienne

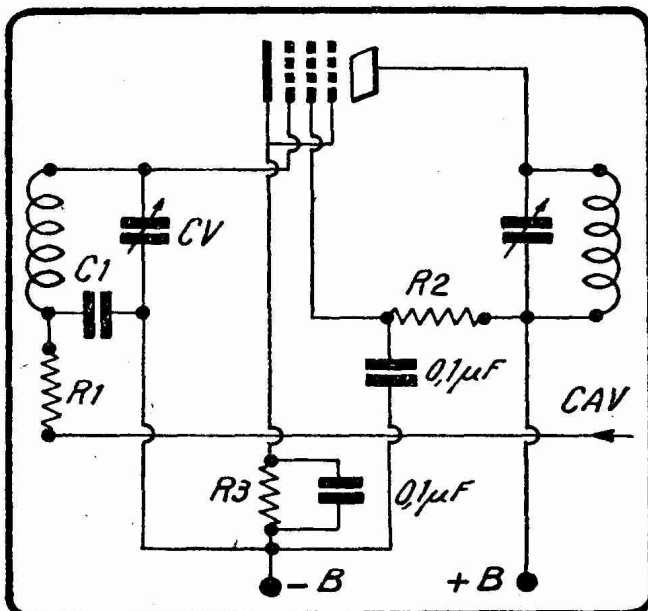


FIG. XVIII-11-8. — Montage d'une pentode à pente variable en combinaison avec une commande automatique de volume.

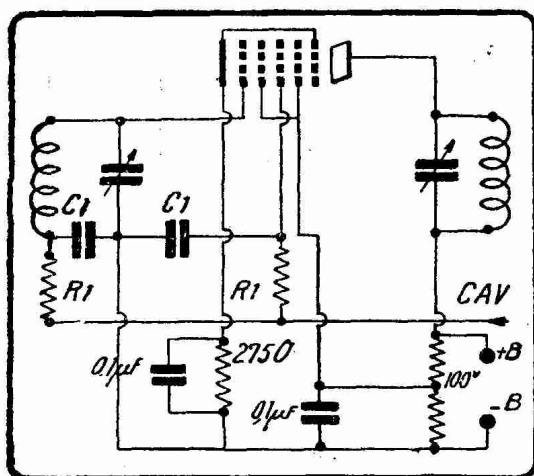


FIG. XVIII-11-9. — Montage d'une heptode à pente variable en combinaison avec une commande automatique de volume qui agit sur la grille 1 et la grille 3.

pour une variation de polarisation aussi faible que possible. En général, la variation de polarisation est de l'ordre de 30 volts. En dimensionnant convenablement la résistance qui relie l'écran au + B (R_2 de la figure XVIII-11-8), on peut avoir sur la forme de la courbe tension grille de commande - courant d'anode et obtenir une variation de polarisation inférieure à 20 volts.

La figure XVIII-11-8 représente la manière d'attaquer la grille de commande d'une pentode à pente variable par la tension de CAV. La disposition adoptée pour le branchement de la CAV permet d'utiliser un condensateur d'accord CV dont un des groupes de plaques est à la masse. En général, on prend $C_1 = 0,1 \mu F$ et $R_1 = 500.000$ ohms. R_2 et R_3 dépendent du type de pentode utilisé. Pour une 6K7, on prend $R_2 = 90.000$ ohms et $R_3 = 500$ ohms.

Dans le cas de l'heptode à pente variable (6L7, EH2), on a tendance à utiliser la même tension de polarisation sur les grilles 1 et 3. Le schéma de montage est celui de la figure XVIII-11-9. On a $R_1 = 100.000$ ohms et $C_1 = 0,1 \mu F$.

Lorsqu'il y a plusieurs lampes à pente variable à attaquer par la CAV (ce qui est le cas très général), on emploie l'attaque en série ou l'attaque en parallèle. Ces deux dispositions sont représentées respectivement par les figures XVIII-11-10 et XVIII-11-11, que se passent de tout commentaire.

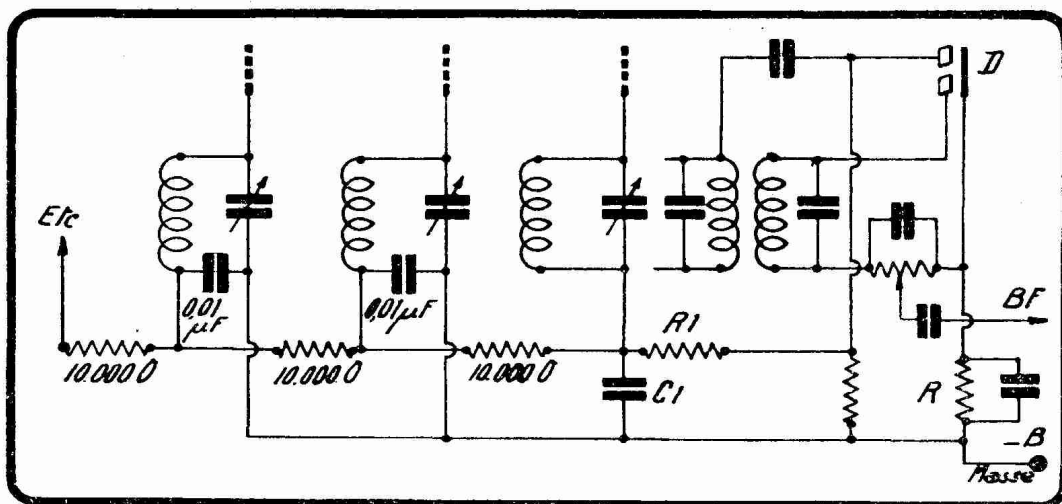


FIG. XVIII-11-10. — Branchement de l'attaque de la CAV en série. $R_1 C_1$ est le filtre général de CAV. $R_1 = 0,5$ à $1 M\Omega$; $C_1 = 0,01 \mu F$. La disposition du circuit grille n° 3 est adoptée lorsqu'une des armatures du condensateur d'accord de grille n'a pas besoin d'être à la masse.

Dans ces deux figures, il a été représenté une CAV différée obtenue par une double diode. La présence de la résistance de cathode R suppose que la lampe unificatrice qui suit D fait circuit de cathode commun avec D .

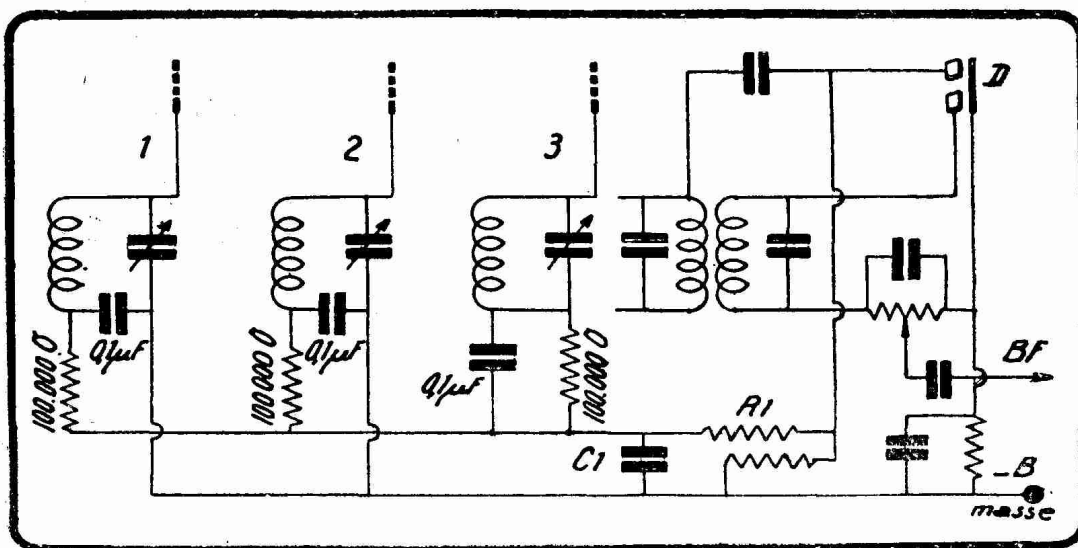


FIG. XVIII-11-11. — Branchement de l'attaque de la CAV en parallèle. $R_1 C_1$ est le filtre général de CAV. $R_1 = 0,5$ à $1 M\Omega$; $C_1 = 0,1 \mu F$. La disposition du circuit grille n° 3 est adoptée lorsqu'une des armatures du condensateur d'accord de grille n'a pas besoin d'être à la masse (cas d'un condensateur fixe ou d'un condensateur ajustable de transformateur MF).

REMARQUE. — Au lieu d'employer une diode combinée pour mettre en œuvre les divers types de commande automatique de volume, on peut utiliser le détecteur au cuivre-oxyde de cuivre (westector) que l'on fait suivre d'une triode amplificatrice BF de tension et d'un étage de puissance.

La possibilité de cet emploi du détecteur au Cu CuO est évidente au seul examen des figures XV-4-21 et XV-4-22.

V. — PENTODES A PENTE BASCULANTE

Les fabricants européens ont mis au point, peu de temps avant la guerre, plusieurs pentodes à caractéristiques particulièrement avantageuses en amplification HF et MF, et permettant de réduire la distorsion : ce sont les tubes EF9 et EBF2. Tout récemment, dans la série Rimlock, ont été « sorties » des lampes appartenant à la même famille (EF41, EAF41, etc.). La figure XVIII-11-12 donne la caractéristique d'un tube pentode dans lequel la tension écran est maintenue sensiblement constante, au moyen d'un diviseur de tension.

Une station faible donnant une tension de CAV faible, le point de fonctionnement se trouve en X, par exemple, et il y a peu de distorsion, le déplacement sur la courbe étant faible.

Si la station est puissante, la tension de CAV est très grande, le point de fonctionnement vient en Y, et comme l'amplitude de la HIF est grande, ce point se déplace de part et d'autre de Y sur des grandes portions de la courbe. Ces portions étant fortement curvilignes, la distorsion est importante.

Les lampes à pente basculante sont, par contre, montées avec une simple résistance dans le circuit écran (figure XVIII-11-13). De ce fait, la tension écran

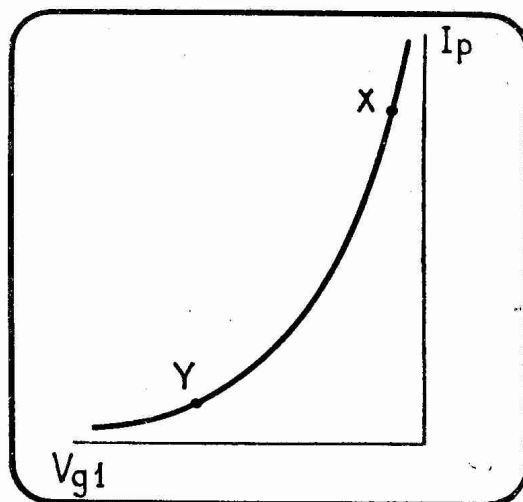


FIG. XVIII-11-12. — Caractéristique d'une pentode à pente variable à tension d'écran fixe.

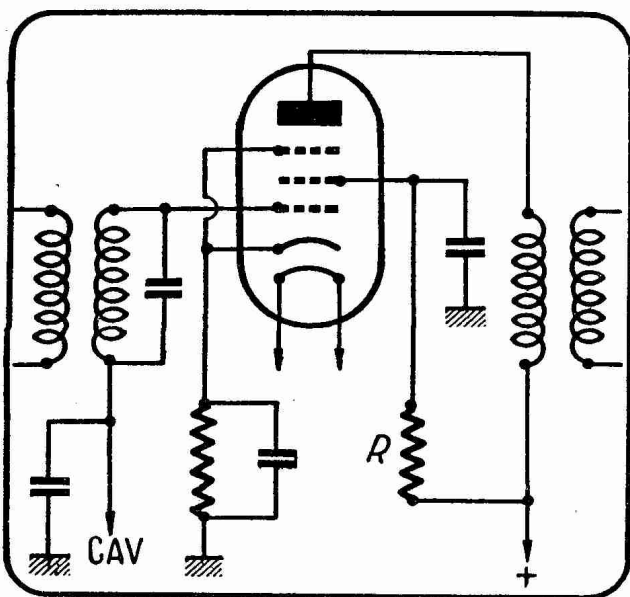


FIG. XVIII-11-13. — Schéma de montage d'une EF9 à tension d'écran glissante (G_2 est alimentée à travers R).

varie avec celle de la CAV, appliquée à la grille 1 : elle devient d'autant plus élevée que la polarisation négative de la grille est grande. En même temps, la pente diminue, ce qui n'est pas gênant, puisque, dans le cas d'une émission puissante, c'est justement une amplification plus faible que l'on désire.

Les lampes à caractéristiques basculantes ont été construites de telle façon que l'on ait :

Cas de station faible :

tension grille 1 faible,

tension écran faible,

amplification très grande

(pente élevée),

distorsion négligeable.

Cas de station puissante :

tension de grille 1 très grande,

tension écran élevée,

amplification faible (pente faible),

distorsion également négligeable.

La figure XVIII-11-14 montre la caractéristique obtenue avec un signal faible, et la figure XVIII-11-15 celle que donne un signal fort. Dans les deux cas, ces caractéristiques sont très sensiblement droites, ce qui élimine pratiquement la distorsion.

La figure XVIII-11-16 montre la famille de caractéristiques basculantes pour diverses tensions écran.

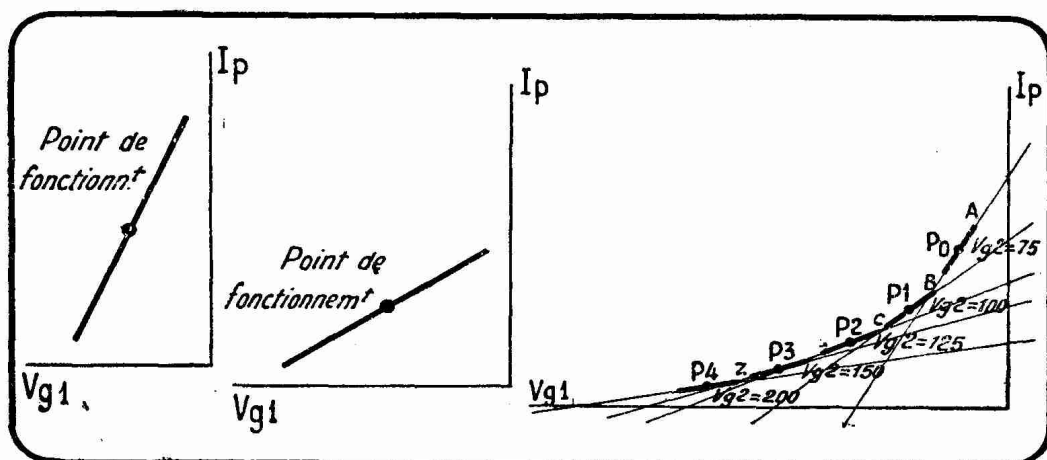


FIG. XVIII-11-14. — Allure de la caractéristique dynamique d'une EF9 pour une tension d'attaque faible ; XVIII 11-15. — Allure de la caractéristique dynamique d'une EF9 pour une tension d'attaque élevée ; XVIII-11-16. — Famille de caractéristiques obtenue avec différentes valeurs de tension écran.

Les pentodes de cette série peuvent être utilisées aussi en basse fréquence, en appliquant la tension de CAV à la grille 1.

La figure XVIII-11-17 donne un schéma de récepteur utilisant les tubes ECH3, EBF2, EF9 et EL3N.

§ 12. — Les indicateurs visuels d'accord.

Dans les récepteurs modernes comportant une commande automatique de volume d'un type ou d'un autre, l'accord précis doit être obtenu sur chaque émission à recevoir. Si, en effet, on a affaire à une commande automatique de volume simple, l'action de cette CAV ne sera satisfaisante qu'autant que les tensions à détecter atteindront leur amplitude maximum pour une sensibilité donnée du récepteur. Si l'on se trouve à droite ou à gauche de l'accord exact, la réception sera déformée.

L'oreille ne permet pas de déceler l'accord exact, car, dans un récepteur à CAV, sur une assez large plage autour de l'accord, la sensibilité varie de telle sorte que l'audition ne marque pas un maximum net.

Dans le cas, d'autre part, d'une commande automatique de volume inversée (accord silencieux), le mécanisme ne fonctionne que pour un accord très précis (à 2 ou 3 kc/s près) des circuits sur l'oscillation à détecter.

Il apparaît donc utile de disposer d'un système permettant de voir que l'on se trouve accordé sur une station. Un tel système s'appelle *indicateur visuel d'accord*.

Tous les systèmes indicateurs visuels d'accord employés à l'heure actuelle sont fondés sur le principe suivant : lorsqu'on se trouve accordé exactement sur

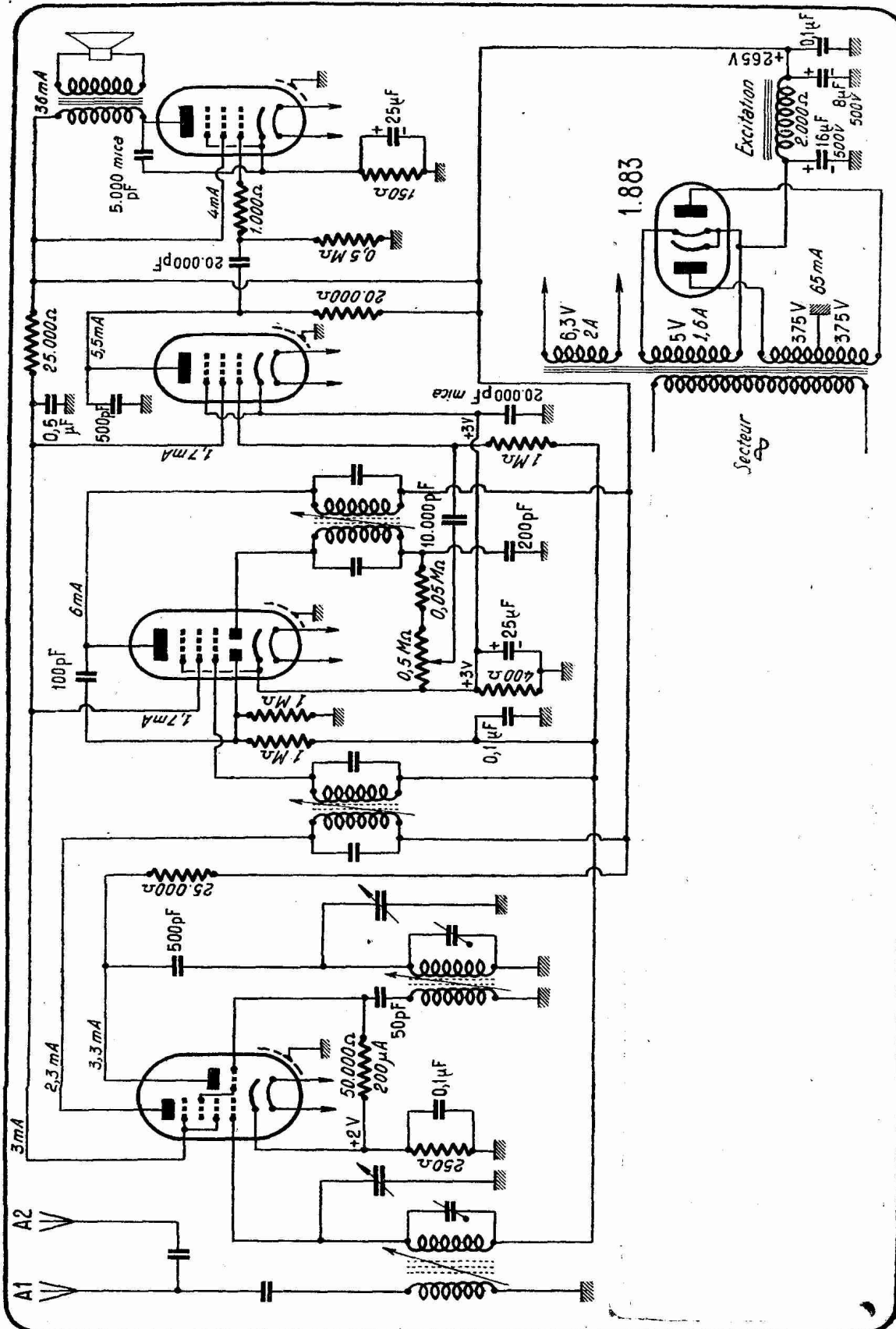


FIG. XVIII-11-17. — Schéma d'un changeur de fréquence moderne utilisant la série ECH3, EBF2, EF9, EL3N et 1883. Les écrans des trois premiers tubes sont alimentés par une tension glissante, à travers une résistance de 25.000 ohms découplée par un condensateur de 0,5 μ F.

une station, la polarisation des lampes commandées par CAV est la plus négative, le courant d'anode est à ce moment minimum, et l'indicateur visuel d'accord met ce minimum en évidence.

1° Emploi d'un milliampèremètre :

Il vient tout de suite à l'esprit d'utiliser un milliampèremètre.

Une des manières les plus simples d'utiliser un milliampèremètre à l'indication visuelle d'accord consiste à introduire ce milliampèremètre en série dans l'anode d'une lampe ou dans le retour commun d'anodes de plusieurs lampes commandées par CAV. Ce milliampèremètre indique, en l'absence d'oscillations détectées, un courant de par exemple 2 mA. Si des oscillations sont détectées, une polarisation plus ou moins négative se trouve appliquée par la commande automatique de volume sur les grilles, le courant d'anode diminue et le milliampèremètre indique un courant moins intense qu'en l'absence de réception.

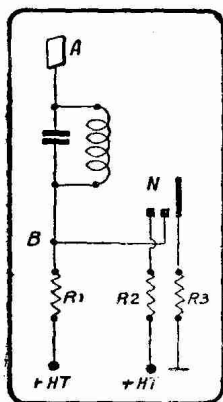


FIG. XVIII-12-1.
— Montage d'un
indicateur visuel
au néon.

L'accord est signalé, ici, par une déviation de droite à gauche de l'aiguille du milliampèremètre, déviation que l'on s'efforce, pour une station donnée, de rendre aussi forte que possible. Si, sur l'accord considéré, le fading se fait sentir, on sait que l'effet de la commande automatique de volume est d'augmenter la sensibilité du récepteur. Cette augmentation de sensibilité se traduit par une augmentation du courant indiqué par le milliampèremètre. Les périodes de fading sont donc mises en évidence par des déviations plus ou moins rapides et régulières de l'aiguille du milliampèremètre. Ce milliampèremètre n'a nul besoin d'être gradué : on ne lui demande pas des lectures absolues, mais des lectures relatives (minimum de déviation). On utilisait jadis, dans cet esprit, des milliampèremètres à ombre, dont le cadre était solidaire d'une petite palette opaque ; l'ombre de celle-ci, en se projetant sur un verre dépoli, permettait la lecture des minima de déviation.

2° Indicateurs visuels d'accord au néon :

On a imaginé des indicateurs visuels d'accord au néon, parmi lesquels les plus répandus furent les tubes au néon à trois électrodes Cossor (tunoscope) et Gecovalve (tunéon).

Un des montages possibles de ce tube est représenté figure XVIII-12-1. A est l'anode d'une lampe L commandée par CAV (lampe moyenne fréquence, en général). La résistance R_2 est calculée pour qu'une très faible élévation de la tension du point B produise l'illumination du tube N. Lorsque la polarisation de la lampe L est peu négative (lorsque la CAV n'agit pas), le courant d'anode de cette lampe est maximum, la tension du point B est plus petite que la tension du + HT. Lorsque la CAV agit, le courant d'anode diminue, la chute le long de R_1 diminue ; la tension du point B augmente et se rapproche de celle du + HT : le tube N s'illumine en rose (néon), et cela sur une hauteur d'autant plus grande que la CAV agit davantage.

Voici les valeurs pratiques des résistances de la figure XVIII-12-1 pour HT = 250 volts : $R_1 = 25.000 \Omega$, $R_2 = 1 M\Omega$, $R_3 = 20.000 \Omega$.

3° L'indicateur cathodique :

Le plus récent des indicateurs visuels d'accord est l'indicateur cathodique, qui existe sous deux appellations : œil magique et trèfle cathodique.

Le trèfle cathodique EM1 Philips est un petit tube à rayons cathodiques miniature destiné à constituer, en combinaison avec les circuits de commande automatique de volume, un indicateur visuel d'accord. Il est composé de deux parties : une partie « triode » (cathode K, grille G, anode P), une partie « tube cathodique » (cathode K, écran fluorescent (1) S). L'anode P de la partie triode est reliée à une électrode de commande C, placée entre la

(1) Cet écran a la forme d'une coupelle ; c'est lui qui apparaît au sommet de l'ampoule.

cathode et l'écran fluorescent, et constituée par quatre petites tigelles disposées aux sommets d'un carré.

La cathode est chauffée sous 6,3 volts-0,2 ampère. L'écran S est porté à une tension positive de 250 volts (haute tension du récepteur).

L'anode P est reliée au + 250 volts par une résistance R, dont on cherchera la valeur la plus favorable entre 0,5 et 2 mégohms (fig. XVIII-12-2). Les électrons émis par la cathode viennent frapper l'écran, qui devient fluorescent sur quatre zones correspondant à l'ombre électronique des quatre petites tigelles de l'électrode de commande.

La largeur de chaque zone d'ombre est d'autant plus grande que le courant traversant R est plus grand, autrement dit que la tension de l'électrode de commande C est plus faible par rapport à la cathode K.

Si l'on applique sur la grille G une tension négative (telle que celle fournie par la composante continue filtrée d'une détection de CAV), le courant anodique diminue, la chute de tension aux bornes de R également : la tension de P, donc de C, par rapport à K augmente et se rapproche de 250 volts ; l'ombre électronique portée par C sur S est moins grande que pour 0 volt grille, où la tension de C par rapport à K est de l'ordre de quelques dizaines de volts.

En fonctionnement, on voit sur l'écran fluorescent une croix lumineuse (forme d'un trèfle) qui s'élargit (les secteurs d'ombre diminuent) lorsqu'on arrive à l'accord exact des circuits sur une onde porteuse.

Pour obtenir « l'écran clair » (minimum d'ombre), il suffit de —5 volts sur la grille G. Le trèfle cathodique est donc un indicateur de sensibilité supérieure à celle de tous les autres systèmes.

Le trèfle cathodique est un perfectionnement de l'« œil magique » américain, fondé sur le principe de la figure XVIII-12-2, mais ne comportant qu'un secteur d'ombre (l'électrode de commande C n'est constituée que d'une seule tigelle). Ce secteur d'ombre varie avec la tension de CAV et est réduit au minimum pour l'accord exact.

Le premier en date de ces appareils a été l'« œil magique » 6E5. Pour 0° d'angle d'ombre, la polarisation grille était de —8 volts ; pour 90°, de 0 volt.

A côté de cette lampe est venue se ranger la 6G5, dont la partie triode était à pente variable, ce qui augmentait la bande de volts de commande de grille. L'ombre était nulle pour —22 volts grille et maximum (90°) pour 0 volt.

Voici maintenant quelques renseignements sur les deux derniers modèles d'indicateurs cathodiques *européens* : EM4 à culot P et 6AF7 à culot octal.

Leur caractéristiques, sauf en ce qui concerne le courant de chauffage, sont sensiblement les mêmes (pour l'EM4, $I_f = 0,2$ A). Voici celles du type 6AF7 Miniwatt-Dario :

Chauffage : 6,3 V — 0,3 A.

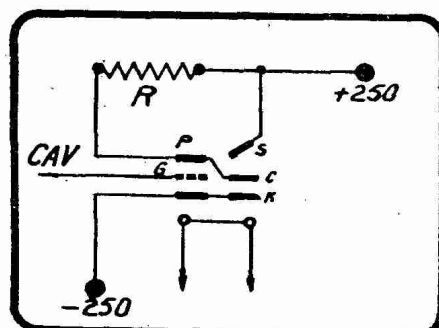


FIG. XVIII-12-2. — Schéma de principe et de montage d'un indicateur d'accord à rayons cathodiques.

Tension plaque	V	250	200	100
Polarisation négative de grille	V	0 à —19	0 à —15	0 à —5
Courant écran	mA	3	2,5	0,4
Résistance à insérer dans le circuit de chaque anode	MΩ	1	1	0,5

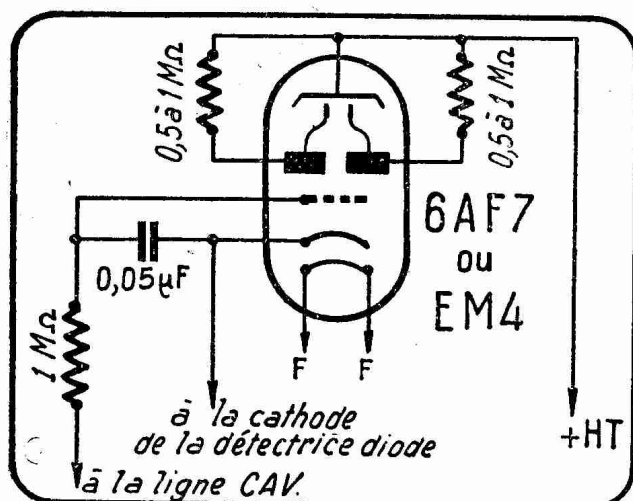


FIG. XVIII-12-3. — Schéma de branchement d'un trèfle cathodique EM4 à deux sensibilités.

Ces tubes sont à pente variable et possèdent deux éléments triodes, l'un à faible variation de pente, l'autre à forte variation. De ce fait, le secteur lumineux correspondant au premier élément varie, pour une même émission, plus rapidement que le second, et il sert, par conséquent, dans ce cas des émissions faiblement reçues.

La figure XVIII-12-3 donne le schéma de branchement des tubes 6AF7 et EM4.

Dans la série américaine, de nombreux modèles d'indicateurs cathodiques sont parus depuis 1940, mais leur principe de fonctionnement est le même que ceux des tubes sus-indiqués; les différences portent sur le courant filament ou le brochage du culot.

4° Indicateur visuel d'accord à saturation magnétique : le colorama.

Un type très original d'indicateur visuel d'accord a vu le jour dans les laboratoires de la G.E.C. U.S.A. en 1936, et a été baptisé « colorama ». Avec ce dispositif, le cadran du récepteur est normalement éclairé en rouge lorsque l'on ne se trouve pas accordé sur l'onde porteuse d'une station assez puissante pour faire agir la CAV. Dès que l'on reçoit une onde porteuse, dès que, en d'autres termes, l'on se trouve accordé sur une station, l'éclairage rouge du cadran disparaît pour faire place à un éclairage vert. L'effet de cet indicateur visuel est très heureux. Mais le mécanisme qui préside à son fonctionnement intrigue ceux qui l'observent pour la première fois.

Considérons la figure XVIII-12-4, qui représente trois ampoules à incandescence L_v de 3,3 volts montées en série; en parallèle sur ces trois ampoules est montée une résistance R ; en série avec cet ensemble RL_v se trouvent quatre ampoules à incandescence L_r de 5,5 volts, montées en série-parallèle.

Les lampes montées en L_v sont vertes, les lampes montées en L_r sont rouges.

Aux bornes A et B, on établit une tension de 21 volts. Pour que les lampes vertes s'allument, il faut qu'il y ait au moins 10 volts de différence de potentiel aux bornes de l'ensemble L_v . Pour que les lampes rouges s'allument, il faut qu'il y ait au moins 11 volts aux bornes de l'ensemble L_r .

Si la résistance R est de petite valeur, les lampes L_v sont sous-voltées et s'éteignent ou, tout au moins, éclairent faiblement.

A ce moment, la résistance de l'ensemble RL_v est réduite, et l'intensité qui traverse cet ensemble est suffisante pour porter les lampes L_r à l'incandescence normale. Donc, les lampes vertes s'éteignent, et les lampes rouges s'allument.

Si la résistance R est de valeur assez grande, la tension nécessaire à l'incandescence s'établit aux bornes des trois lampes L_v , qui s'allument. Mais, en même temps, la résistance de l'ensemble RL_v augmente, et l'intensité qui traverse cet ensemble diminue: les lampes L_r ne sont plus portées à l'incandescence. Donc, les lampes vertes s'allument, et les lampes rouges s'éteignent.

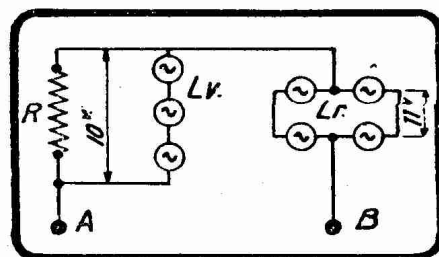


FIG. XVIII-12-4. — Principe du colorama. Si R est faible, les lampes L_v s'éteignent et les lampes L_r s'allument. Si R est grand, les lampes L_v s'allument et les lampes L_r s'éteignent.

Cela posé, tournons-nous vers la figure XVIII-12-5, qui représente une 6K7, dont l'anode est changée par le primaire d'un transformateur spécial T, le secondaire de celui-ci étant combiné avec des lampes vertes L_v et des lampes rouges L_r , comme l'est la résistance R de la figure XVIII-12-4. *Etant admis que l'on alimente le circuit monté entre A et B par de l'alternatif*, que se passe-t-il lorsque la C.A.V. fait varier le potentiel de la grille de commande de la 6K7 ?

Lorsque l'on n'est pas accordé sur une station, la polarisation est faible, le courant d'anode est fort. Le circuit magnétique du transformateur T se trouve saturé, et l'impédance (ou résistance apparente) de son secondaire est faible (la perméabilité du circuit magnétique diminue). On se trouve dans les conditions « résistance R faible » de la figure XVIII-12-4 : les lampes rouges sont allumées, les lampes vertes éteintes.

Lorsque l'on est accordé sur une station, la polarisation de la 6K7 augmente en valeur absolue (la CAV agit), le courant d'anode est faible. Le circuit magnétique du transformateur T n'est pas saturé, et l'impédance de son secondaire est assez grande (la perméabilité du circuit magnétique est forte). On se trouve dans les conditions « résistance R assez grande » de la figure XVIII-12-4 : les lampes vertes sont allumées, les lampes rouges éteintes.

Le transformateur T est, bien entendu, établi de telle façon que la saturation du circuit magnétique se manifeste pour les quelques milliampères du courant plaque.

En pratique, le primaire de T est shunté par une résistance de 8.200 ohms ; au point D du circuit secondaire, se trouve une résistance de 15 ohms. L'impédance primaire pour 50 périodes est de 2.160 ohms. L'impédance secondaire de 300 ohms (1).

REMARQUE. — Tout indicateur visuel d'accord peut servir indirectement de dispositif d'accord silencieux à l'aide de l'artifice suivant : par le potentiomètre de commande manuelle de volume ou par la mise hors circuit de la bobine mobile du haut-parleur électrodynamique, on rend « muette » la partie BF ; on s'accorde alors sur une station en se servant de la graduation du cadran du récepteur et de l'indicateur visuel ; l'accord exact une fois trouvé, il n'y a plus qu'à libérer la basse fréquence.

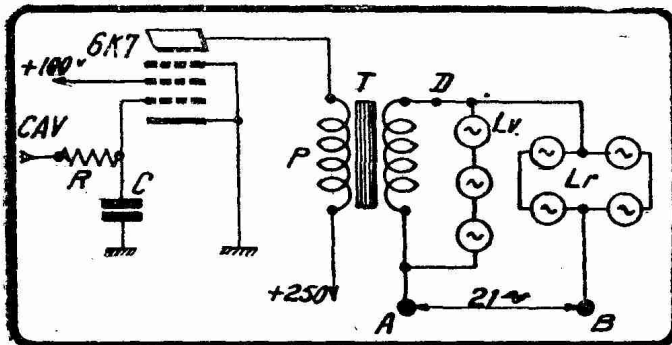


FIG. XVIII-12-5. — Réalisation pratique du colorama. Le courant d'anode de la 6K7 agit sur la perméabilité du circuit magnétique de T, donc sur l'impédance du secondaire, qui joue le rôle de la résistance R de la figure précédente.

(1) Ce montage n'est plus utilisé actuellement ; mais, étant donné son originalité, il est utile que nos lecteurs le connaissent.

CHAPITRE IV

LES RECEPTEURS A AMPLIFICATION DIRECTE

§ 13. — Evolution.

On appelle *récepteur à amplification directe* un récepteur dont la partie prédélectrice ne comporte que des étages amplificateurs HF, sans intervention de changement de fréquence.

L'ancêtre des récepteurs de ce genre est le C119, le favori des amateurs de 1924. Ce montage était constitué par une lampe triode amplificatrice HF, une détectrice à réaction et deux étages BF (fig. XVIII-13-1).

Nous avons vu que les triodes se prêtent mal à l'amplification HF et qu'elles exigent, pour remplir cette fonction dans des conditions acceptables, la mise

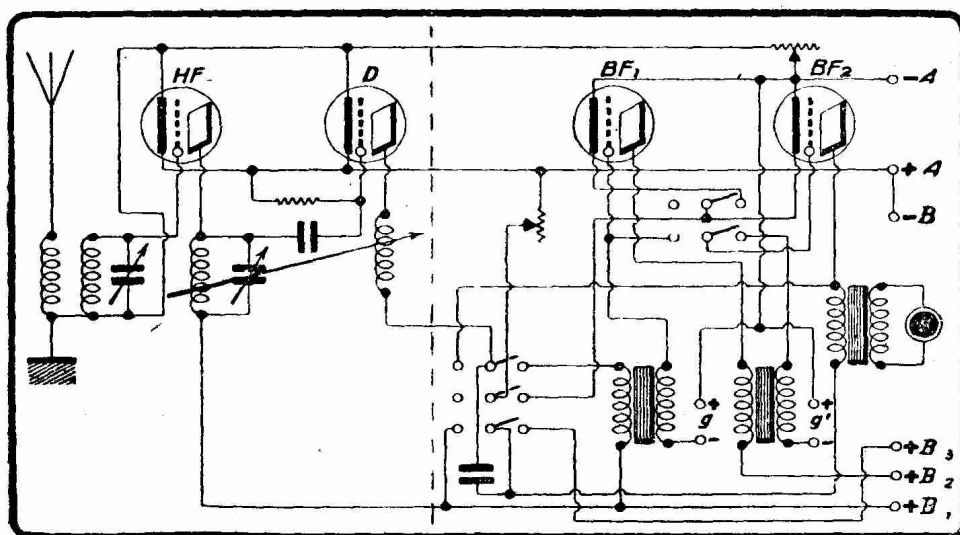


FIG. XVIII-13-1. — Schéma d'un C119 « batteries » classique. Les deux inverseurs permettent d'écouter sur deux lampes (HF et D), sur trois lampes (HF, D et BF₁) ou sur quatre lampes (HF, D, BF₁ et BF₂). Les anodes des lampes BF₁ et BF₂ sont alimentées sous des tensions croissantes B₂ et B₃. Les polarisations négatives de grille s'obtiennent par des batteries insérées en g et g'.

en œuvre de la disposition dite du neutrodyne. La figure XVIII-13-2 donne le schéma d'un amplificateur neutrodyne batteries, qui eût son heure de vogue.

Dans un but de simplification pratique, et afin de ne pas multiplier à l'excès le nombre des condensateurs variables, on utilise le plus souvent, entre les lampes HF, le couplage par transformateur à secondaire accordé. Beaucoup de réalisations industrielles utilisaient jadis le couplage par self et capacité. Le condensateur de liaison était quelquefois constitué par quelques tours de fil enroulés autour de l'extrémité grille du secondaire. Certaines de ces réalisations combinaient les deux modes de couplage et utilisaient l'un pour les « grandes ondes » (1.000-2.000 mètres), l'autre pour les « petites ondes » (200-600 mètres).

La détection est effectuée par triode, tétrode à écran, pentode HF ou diode combinée. La liaison de cette lampe avec la basse fréquence est le plus souvent réalisée par résistance et capacité.

La basse fréquence utilise la pentode de puissance ou la triode et on la monte, le cas échéant, en étage push-pull. Toutes ces diverses fonctions ayant été longuement étudiées précédemment, il n'y a pas à y revenir.

Les récepteurs à amplification directe sont du type secteur alternatif, du type secteur continu ou du type mixte (et ils sont alors équipés avec les lampes

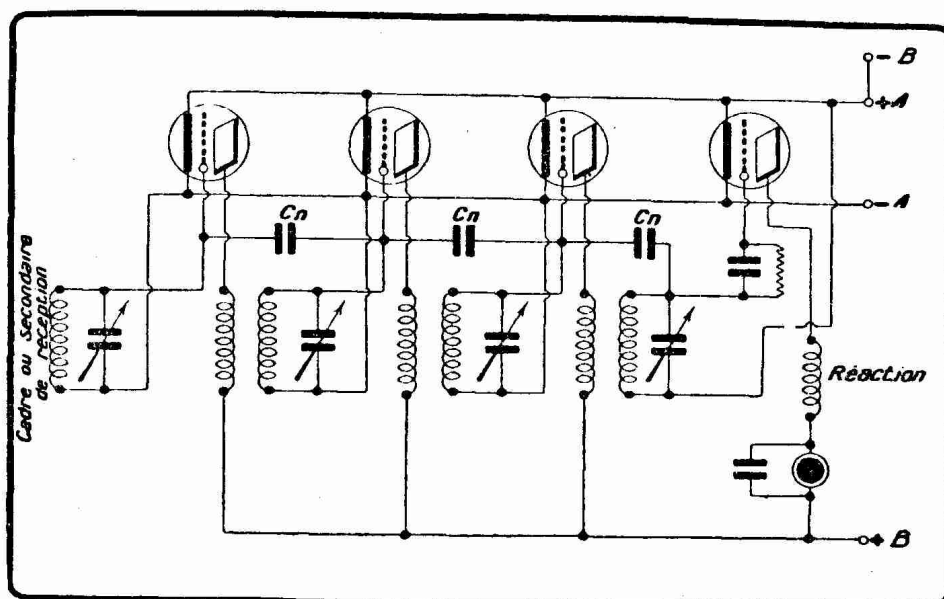


FIG. XVIII-13-2. — Un amplificateur neutrodyne « batteries » classique.

universelles 0,2 ou 0,3 ampère). La partie alimentation est montée suivant l'un des principes exposés dans le livre XVII.

La figure XVIII-13-3 donne le schéma complet d'un récepteur secteur alternatif à amplification directe du commerce qui eut son heure de vogue. Il comporte un accord par « présélecteur », trois lampes tétrodes à écran à pente variable amplificatrices haute fréquence HF₁, HF₂, HF₃ (ces lampes permettent une commande manuelle de volume), une détectrice tétrode à écran D montée en détectrice par l'anode, une triode basse fréquence de puissance BF, une valve biplaque V. Des prises sont prévues sur le primaire du transformateur d'alimentation T₅ pour adapter le récepteur aux diverses tensions de secteur habituelles.

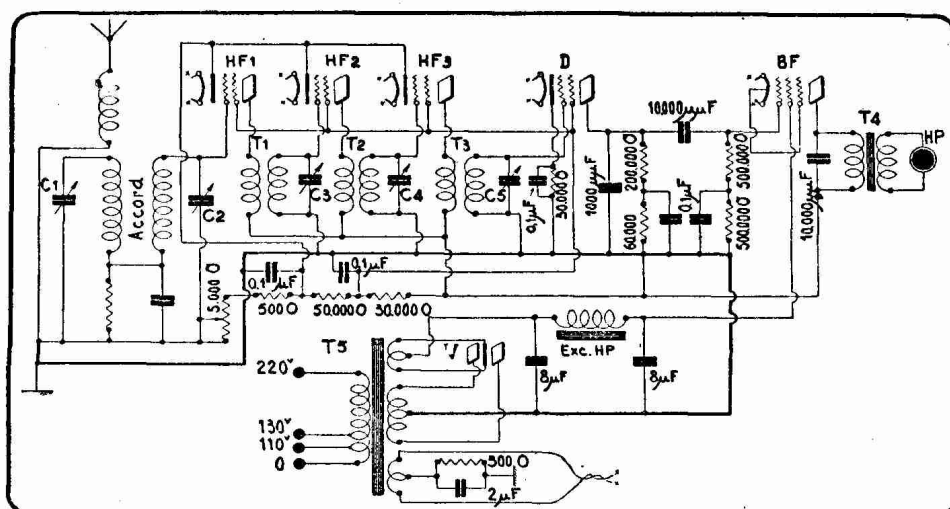


FIG. XVIII-13-3. — Schéma d'un récepteur à amplification directe. Les quatre premières lampes sont à chauffage indirect. La lampe basse fréquence et la valve de redressement sont à chauffage direct. Le nombre des lampes HF pourrait être réduit à deux.

Un tel récepteur pourrait être réalisé avec des pentodes HF à pente variable. Le bénéfice serait une augmentation de la sensibilité et de la sélectivité, les pentodes présentant en général des pentes plus élevées et des résistances internes plus fortes que les tétrodes.

On a proposé en 1937 aux Etats-Unis un récepteur du type de la figure XVIII-13-3 avec trois 6L7, une 6Q7 et une BF à deux 6L6 push-pull classe AB1 (*RCA receiving tube manual*)

Les postes récepteurs à amplification directe, du fait de leur infériorité en sensibilité et sélectivité par rapport aux changeurs de fréquence, n'existent que dans les séries à très bas prix et à petit nombre de lampes. Les postes de ce type sont surtout des postes secteur à petit nombre de lampes (4 au maximum ⁽¹⁾) ; la réalisation de la figure XVIII-13-3 est complètement abandonnée à l'heure actuelle). Mais les postes « batteries » à amplification directe n'ont pas disparu de la circulation. La mise au point de l'amplification basse fréquence classe B2 à polarisation grille nulle a donné à ces postes, surtout en Grande-Bretagne où les lampes « batteries » du type 2 volts très perfectionnées, sont restées beaucoup plus populaires que sur le continent, un très net regain de vogue.

La figure XVIII-13-4 donne le schéma d'un récepteur « batteries » qui a été très en faveur de l'autre côté de la Manche : le récepteur Cossor 3456. Ce

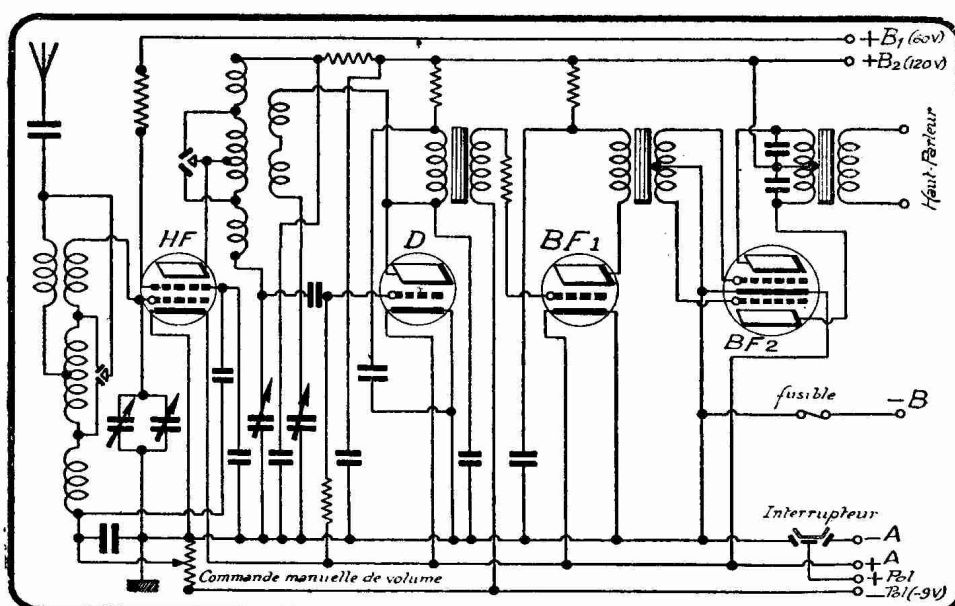


FIG. XVIII-13-4. — Version moderne du C119 « batteries ». Ce récepteur, équipé avec des lampes à chauffage direct du type 2 volts, comporte une lampe à écran HF, une triode détectrice D, une triode préamplificatrice (driver) BF₁, et une double triode BF₂ réalisant un push-pull classe B2 à polarisation grille nulle.

récepteur peut être considéré comme constituant la formule moderne du classique C119. Il comporte quatre lampes du type 2 volts à chauffage direct : une lampe tétrode à écran amplificatrice haute fréquence, une triode détectrice à réaction (commande électrostatique de l'accrochage), une lampe triode amplificatrice de puissance (driver) pour l'attaque du circuit grille de l'étage push-pull basse fréquence subséquent, une lampe double triode montée en push-pull classe B2 à zéro volt grille (par exemple une 220 B Cossor).

La consommation de courant anodique est de 4 mA lorsque aucune émission n'est reçue. Cette consommation monte à une quinzaine de mA aux fortes de la modulation des émissions écoutées.

(1) En général, le poste à amplification directe moderne comprend une HF, une D, une BF et une valve de redressement. La détectrice est une pentode fonctionnant par la grille ou la plaque, ce qui permet d'introduire la réaction, dont il ne saurait être question avec une détection diode. Si l'on désire monter une lampe de plus, il est évidemment préférable de se tourner vers la technique du changement de fréquence, dont les réalisations surclassent nettement n'importe quel récepteur à amplification directe à même nombre de lampes.

§ 14. — Commande unique et performances.

Un récepteur tel que celui de la figure XVIII-13-3, comporte cinq condensateurs variables, C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , C_5 . La recherche des stations nécessite donc la manœuvre de cinq boulons de commande de condensateur variable. La rapidité, la facilité des réglages exigent que ces cinq condensateurs se commandent simultanément, c'est-à-dire aient leurs plaques mobiles calées sur le même axe.

Pour réaliser la *commande unique* d'un récepteur à amplification directe, autrement dit pour pouvoir caler sur un même axe les rotors des condensateurs des divers circuits oscillants en présence (circuit d'accord et circuits grilles) et les faire, en conséquence, tourner en même temps, on construit des bobines et des condensateurs variables aussi identiques que possible, présentant, avec la précision maximum, le même coefficient de self-induction et la même loi de variation de capacité. On compense les variations éventuelles dues aux capacités réparties en réglant les petits condensateurs ajustables, dits *trimmers*, qui se trouvent sur le dessus des condensateurs variables modernes, ou sont combinés avec les bobines. De plus, on fait coïncider sur toute leur longueur les courbes de variation de l'accord des divers circuits oscillants, en courbant, dans un sens ou dans l'autre, les plaques extrêmes des rotors, plaques qui sont, dans ce but, fendues en trois ou quatre secteurs.

Le fait de régler plusieurs circuits oscillants à capacité variable de telle manière que les courbes de variation de la longueur d'onde avec la capacité se recouvrent exactement s'appelle l'*alignement* des circuits.

Cet alignement se fait à l'aide d'un oscillateur à fréquence variable modulé à fréquence fixe, et monté à l'entrée du récepteur par l'intermédiaire d'une antenne fictive. On s'efforce, pour des positions de l'axe des rotors angulairement équidistantes, de rendre maximum la puissance modulée produite à la sortie du récepteur, ou la tension modulée aux bornes d'une résistance montée à la place du haut-parleur. Cette tension peut être mesurée avec un voltmètre alternatif ou, si l'on veut faire très bien les choses, avec un voltmètre à lampe.

Cette disposition ne sert donc pas seulement, on le voit, à la mesure des qualités fondamentales d'un récepteur, mais encore à la mise au point de la commande unique, qui rend la manipulation d'un récepteur à amplification directe à trois ou quatre étages aussi simple que celle d'une simple détectrice à réaction.

REMARQUE. — En vertu de l'axiome « qui peut le plus, peut le moins », il est évidemment possible d'aligner les deux circuits oscillants de la figure XVIII-13-1 et de réaliser un C119 à commande unique. Moins il y a de circuits oscillants à aligner, plus cet alignement est facile, quoiqu'il ne présente jamais de difficultés bien grandes.

*
**

Les récepteurs à amplification directe sont de construction très simple ; ils peuvent être, avec la plus grande facilité, pourvus d'une commande unique. Leur sensibilité est fonction du nombre d'étages amplificateurs HF.

Mais ils présentent deux défauts conjugués :

1° La sélectivité est meilleure sur les fréquences basses de la bande de radiodiffusion que sur les fréquences élevées ; cela est dû à ce que le coefficient de surtension effectif Q des bobines de l'appareil étant à peu près indépendant de la fréquence, la largeur de la bande passante augmente aux fréquences élevées.

2° La fidélité est moins bonne pour une onde porteuse de 600 kc/s que pour une onde porteuse de 1.400 kc/s ; c'est la conséquence du premier défaut.

On retiendra que la sélectivité et la fidélité d'un récepteur à amplification directe varient avec la fréquence de l'onde porteuse des émissions reçues. C'est là un défaut dû à la nature même de l'amplification directe, et qui ne se retrouve pas dans les récepteurs à changement de fréquence.

§ 15. — Récepteurs de télévision à amplification directe.

Dans l'ensemble des montages qui composent une installation de réception de télévision, le récepteur d'image est le plus important.

La figure XVIII-15-1 donne le schéma de l'ensemble complet d'un téléviseur, qui se compose des parties suivantes :

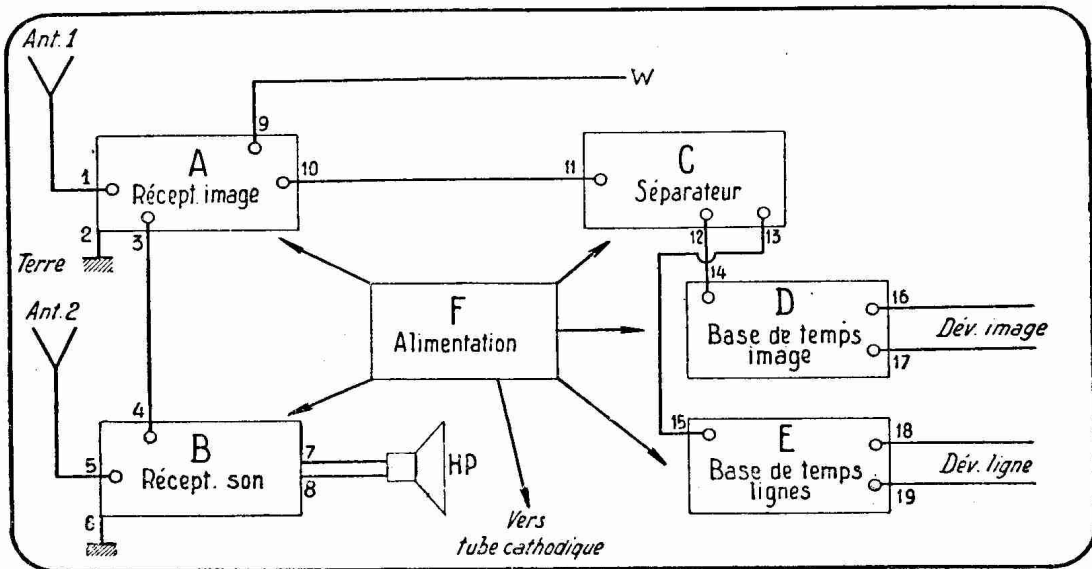


FIG. XVIII 15-1. — Schéma de principe simplifié d'un ensemble récepteur de télévision.

A : Récepteur d'image connecté en 1 à l'antenne, en 2 à la terre, en 9 à la grille de modulation de lumière (Wehnelt) du tube cathodique, et en 10 au dispositif C de séparation des signaux de synchronisation ;

B : Récepteur de son, qui peut, soit posséder une antenne séparée (Ant. 2, connectée au point 5), soit recevoir la H.F. à la fréquence de l'émission de son, à partir d'un étage commun avec le récepteur d'image A. Dans ce cas, on réunit les points 3 et 4. En 7 et 8, on connecte le haut-parleur ;

C : Séparateur de signaux de synchronisation, relié en 11 au récepteur d'image et en 12 et 13 aux bases de temps ;

D et E : Bases de temps dont les sorties respectives (16-17 et 18-19) sont connectées aux dispositifs de déviation du spot lumineux du tube cathodique ;

F : Alimentation, reliée aux différents appareillages indiqués ci-dessus.

Récepteurs d'image :

Il en existe de deux sortes : ceux à amplification directe, dont nous allons parler ici, et les superhétérodynes, dont nous donnerons la description au chapitre consacré à ce montage.

Récepteurs à amplification directe :

Ces appareils sont schématisés par la figure XVIII-15-2, qui indique les parties dont ils se composent :

1° Amplificateur haute fréquence. — Celui-ci devra être assez sélectif pour que l'émission de son ne pénètre pas jusqu'à la détectrice, et à bande assez large pour laisser passer les fréquences latérales correspondant à la modulation.

L'émission étant effectuée sur 46 Mc/s, et la fréquence la plus élevée vidéo à transmettre étant de 3,5 Mc/s, il faut que la partie H.F. amplifie uniformément toute la bande de hautes fréquences comprise entre 42,5 et 49,5 Mc/s (réception des deux bandes latérales). La figure XVIII-15-3 montre la courbe de réponse

pratique qu'il faut obtenir. L'amplification maximum est atteinte sur 46 Mc/s (fréquence de la porteuse), et on a encore 0,707 de celle-ci aux extrémités de la bande : 42,5 et 49,5 Mc/s.

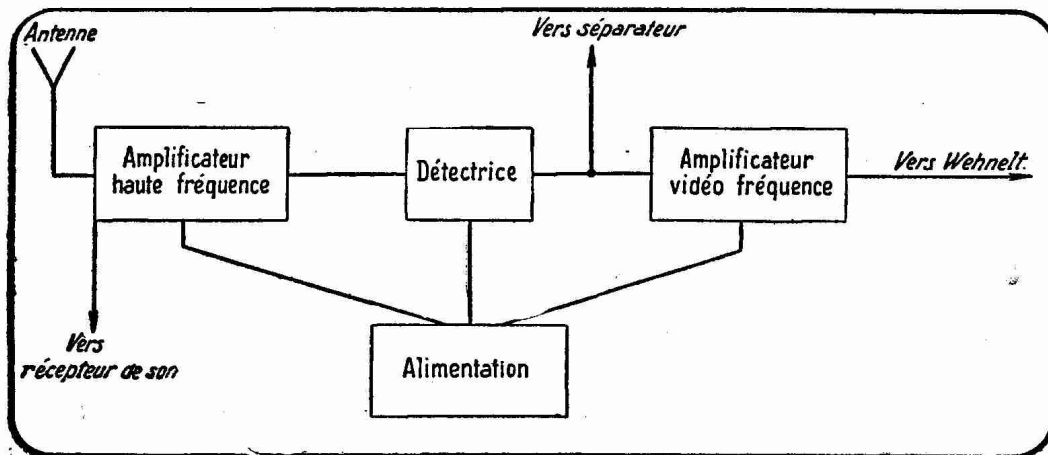


FIG. XVIII-15-2. — Les différents éléments constitutifs d'un récepteur d'image à amplification directe.

Un autre système consiste à ne recevoir qu'une seule bande latérale, celle qui est opposée à l'émission de son (42 Mc/s). Ce système est le plus adopté actuellement, car il permet d'obtenir une amplification plus grande que le

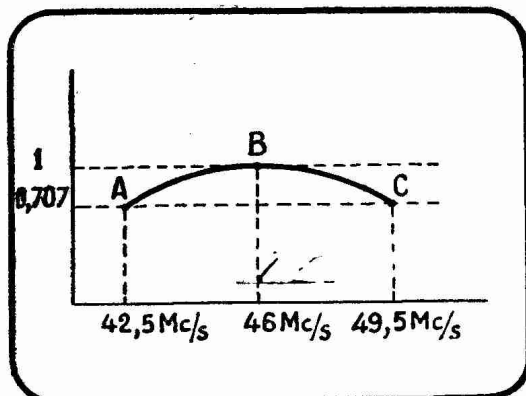


FIG. XVIII-15-3. — Courbe d'accord dans le cas de la réception des deux bandes latérales.

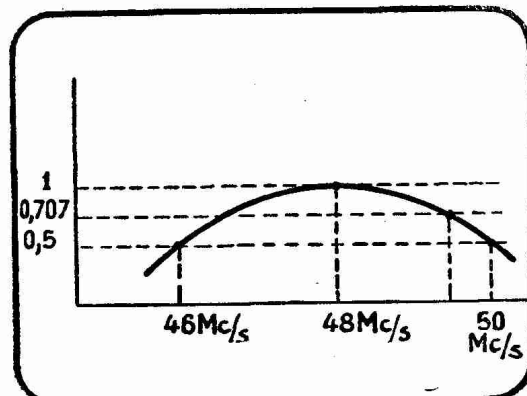


FIG. XVIII-15-4. — Courbe d'accord dans le cas de la réception d'une seule bande latérale.

précédent. Ce procédé demande une courbe de réponse comme celle de la figure XVIII-15-4, sur laquelle on remarque que l'on a 50 % de l'amplification maximum à 46 Mc/s, fréquence de la porteuse de l'émission d'image, l'amplification maximum étant obtenue pour 48 Mc/s, et encore 50 % à 50 Mc/s.

2° *Détectrice*. — La détectrice est presque toujours du type diode, et son montage est le même que celui utilisé dans les récepteurs de radio, sauf en ce qui concerne les valeurs des éléments et le choix de la lampe.

3° *Amplificateur à vidéo fréquence*. — Cet amplificateur est toujours à résistance-capacité. La valeur de la résistance d'anode de la lampe VF est très faible (de l'ordre de 2.000 Ω , ou même moins). Pour améliorer l'amplification des fréquences élevées, on dispose aussi des bobines de correction en série avec la résistance d'anode, ou avec le condensateur de liaison ; on peut aussi combiner les deux dispositifs.

4° *Exemple de récepteur complet d'image à amplification directe*. — Le schéma de la figure XVIII-15-5 donne un schéma complet, avec toutes les valeurs des éléments convenant aux lampes utilisées.

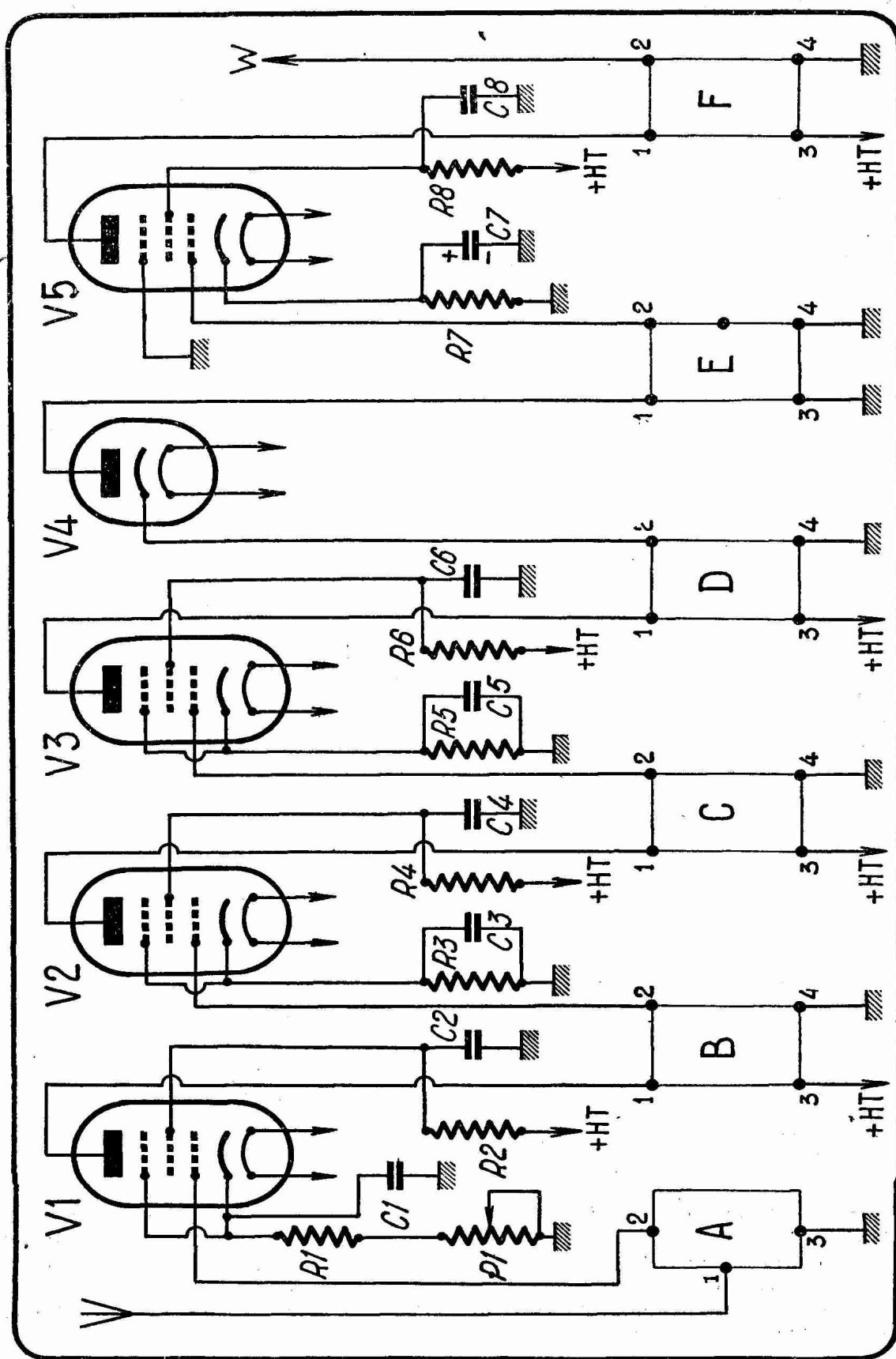


FIG. XVIII-15-5. — Schéma d'un récepteur d'image à amplification directe ; l'alimentation n'est pas représentée.

Les éléments de liaison A à F ont été choisis parmi ceux qui donnent le meilleur rendement.

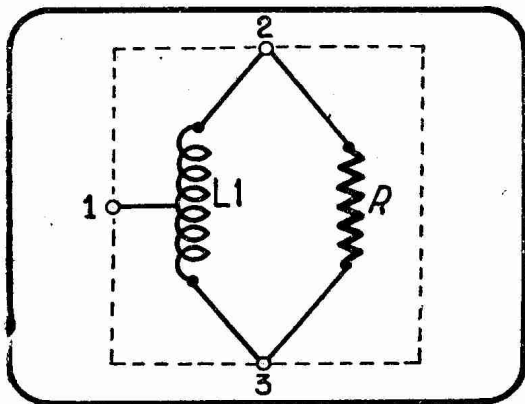


FIG. XVIII-15-6. — Élément de liaison A (attaque du tube V_1).

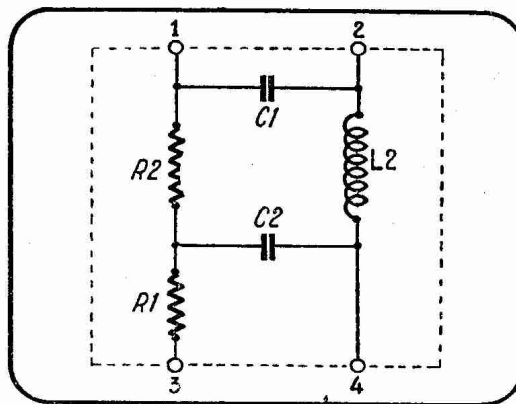


FIG. XVIII-15-7. — Éléments de liaison B, C et D (attaque des tubes V_2 , V_3 et V_4).

Dans ces éléments sont inclus les découplages indispensables.

Voici, tout d'abord, les valeurs du schéma :

- $C_1 = C_3 = C_5 = 5.000 \text{ pF}$ au mica ;
- $C_2 = C_4 = C_6 = 2.000 \text{ pF}$ au mica ;
- $C_7 = 4$ condensateurs de $50 \text{ } \mu\text{F} - 25 \text{ V}$ en parallèle ;
- $C_8 = 8 \text{ } \mu\text{F}$ électrolytique + 10.000 pF mica ;
- $R_1 = 150 \text{ } \Omega$;
- $R_2 = R_4 = R_6 = R_8 = 10.000 \text{ } \Omega$;
- $R_3 = R_5 = R_7 = 150 \text{ } \Omega$;
- $P_1 = 1.000 \text{ } \Omega$ bobiné ;
- $V_1 = V_2 = V_3 = V_5 = \text{EF51 ou EF42}$;
- $V_4 = \text{EA50 Miniwatt}$.

On pourra aussi utiliser des 1852 (6AC7), 1851 ou R219 avec les mêmes valeurs, sauf :

$$R_2 = R_4 = R_6 = R_8 = 60.000 \text{ } \Omega.$$

Les éléments de liaison sont donnés par les figures XVIII-15-6 à XVIII-15-9.

Les éléments B, C et D sont identiques. Les valeurs des résistances et des

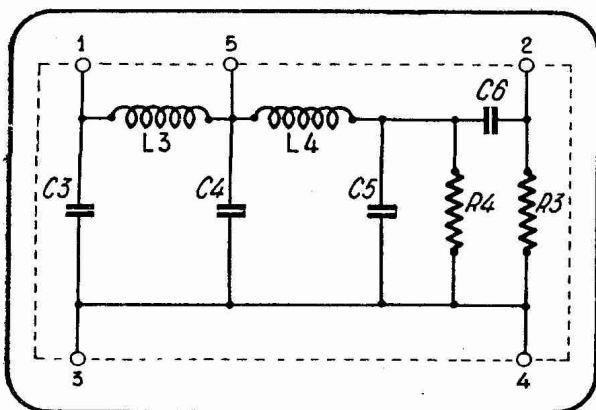


FIG. XVIII-15-8. — Élément de liaison E (attaque du tube V_6).

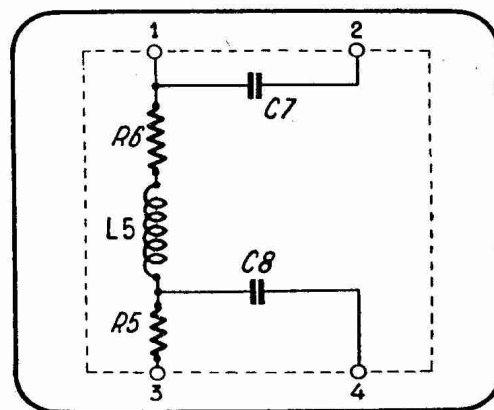


FIG. XVIII-15-9. — Élément de liaison F (attaque Wehnelt du tube cathodique).

condensateurs fixes sont les suivantes : $R = 1.000 \text{ } \Omega$, $R_1 = 1.000 \text{ } \Omega$, $R_2 = 2.000 \text{ } \Omega$ pour les filtres B et C, et $1.000 \text{ } \Omega$ pour le filtre D ;