

### § 8. — Le circuit d'antenne. Antenne accordée et antenne désaccordée.

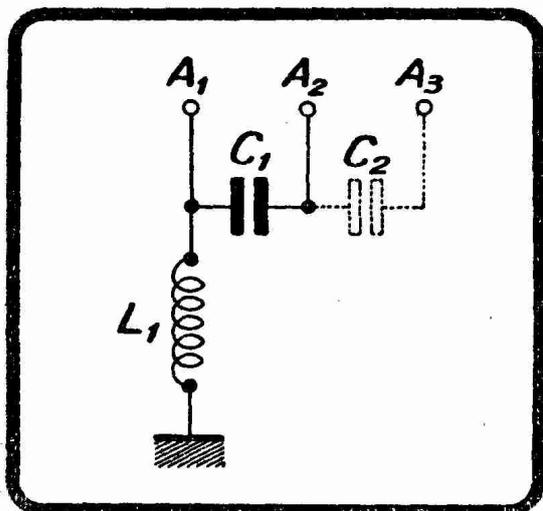


FIG. XV-8-1. — Type de circuit d'antenne très fréquemment rencontré dans les postes récepteurs modernes. Suivant que l'on dispose d'une petite ou d'une grande antenne, on branche cette antenne en  $A_1$ ,  $A_2$  ou  $A_3$ .

Dans les systèmes d'accord du paragraphe précédent, nous avons figuré deux sortes de circuit d'antenne : le circuit d'antenne accordé et le circuit d'antenne désaccordé.

Le circuit d'antenne désaccordé est le plus fréquemment mis en œuvre à l'heure actuelle, parce qu'il permet de rendre le système d'accord indépendant dans de larges limites de l'antenne utilisée. C'est là une caractéristique essentielle de la technique moderne.

Les récepteurs d'aujourd'hui comportent, en général, deux prises d'antenne  $A_1$  et  $A_2$  reliées à la terre, l'une directement par la bobine  $L_1$  couplée au circuit oscillant d'entrée du dispositif d'accord, l'autre par l'intermédiaire et de  $L_1$  et d'un petit condensateur fixe  $C_1$  de 50 à 100 pF en général (fig. XV-8-1). La prise  $A_1$  est utilisée dans le cas d'une antenne normale de réception (petite antenne), la prise  $A_2$  dans le cas d'une antenne plus développée.

On peut également envisager une troisième prise  $A_3$  correspondant à un condensateur  $C_2$  égal, par exemple, à  $C_1$  ; cette prise correspond alors à un condensateur série égal à  $\frac{C_1}{2}$ .

Naguère, le circuit d'antenne accordé était fort en faveur parce que, d'une part, on ne recherchait pas, à tort d'ailleurs, la réalisation d'un effet de filtre de bande et que, d'autre part, la sensibilité fort modeste de l'amplification avant détection exigeait que l'on s'efforçât de faire apparaître aux bornes  $a$  et  $b$  du circuit oscillant final du système d'accord les tensions haute fréquence de la plus grande amplitude possible.

Actuellement, ces dispositifs sont à peu près complètement abandonnés.

## ETUDE PRATIQUE DES BOBINES ET CONDENSATEURS VARIABLES UTILISES EN RECEPTION

### § 9. — Généralités. Bande couverte par un condensateur variable en parallèle sur une bobine de self fixe.

Nous avons vu dans le paragraphe 6 que, pour faire varier l'onde de résonance (l'accord) d'un circuit LC tel que celui de la figure XV-6-1, il fallait agir soit sur la self seule, soit sur la capacité, soit encore combiner les variations de self et les variations de capacité.

Par exemple, les deux bandes de longueurs d'onde auxquelles s'intéressent les auditeurs de radiodiffusion sont sensiblement :

- 1° la bande 200-600 mètres, dite des « petites ondes » ;
- 2° la bande 1.000-2.000 mètres, dite des « grandes ondes ».

Chacune de ces deux bandes de longueurs d'onde peut être en pratique couverte avec un condensateur variable de 500 micromicrofarads (0.5/1000

de  $\mu\text{F}$ ) ou même de 375 micromicrofarads (0,375/1000 de  $\mu\text{F}$ ), monté en parallèle sur une bobine convenablement dimensionnée, la bobine utilisée déterminant la bande couverte lorsque l'on fait varier la capacité du condensateur de 0 à son maximum.

Nous allons étudier successivement les bobines (L de la figure XV-6-1) et les condensateurs variables (C de la même figure), c'est-à-dire les deux éléments essentiels des circuits oscillants utilisés dans tous les systèmes d'accord des récepteurs modernes et aussi, nous le verrons plus loin, dans les dispositifs de liaison entre les étages des amplificateurs à lampes.

Auparavant, disons quelques mots du problème de la bande couverte par un condensateur variable en parallèle sur une bobine fixe. C'est un problème qui s'applique à tout circuit oscillant (secondaire de réception proprement dit, dispositif d'accord sur cadre, secondaire de transformateur haute ou moyenne fréquence, circuit d'accord d'hétérodyne, etc.), c'est-à-dire de tout circuit du type de la figure XV-6-1, dans lequel C est variable et L fixe.

Soit  $C_0$  et  $C_1$  les valeurs minimum et maximum de la capacité effective du condensateur variable C monté en parallèle sur la bobine de self L.  $C_0$  est constitué par la capacité propre de L, plus la capacité résiduelle du condensateur C (dans laquelle entre l'éventuel et fréquent trimmer), plus la capacité du dispositif (espace cathode grille en général) qui se trouve branché entre a et b de la figure XV-6-1. En pratique,  $C_0$  varie entre 20 et 60 micromicrofarads ; sa valeur est d'autant plus faible que les accessoires utilisés sont de meilleure construction et que la longueur d'onde minimum à laquelle on s'intéresse est plus courte.  $C_1$  est égal à la capacité maximum du condensateur C, plus la capacité propre de L et celle du dispositif monté entre a et b, dispositif qui est, en pratique, l'espace grille-cathode d'une lampe de T.S.F.

Si l'on appelle  $F_1$  et  $F_0$  les fréquences minimum et maximum de résonance du circuit LC,  $\lambda_1$  et  $\lambda_0$  les longueurs d'onde correspondantes :

$$\lambda_0 = \frac{V}{F_0} \qquad \lambda_1 = \frac{V}{F_1}$$

on a par une simple application de la formule de Thomson :

$$\left( \frac{F_0}{F_1} \right)^2 = \left( \frac{\lambda_1}{\lambda_0} \right)^2 = \frac{C_1}{C_0}$$

Dans le cas des récepteurs spécialement étudiés pour les ondes courtes et uniquement destinés à ces ondes, on utilise des condensateurs C de 100 pF au maximum. Comme les capacités propres sont réduites,  $C_1/C_0$  est de l'ordre de 4,  $\lambda_1/\lambda_0$  de l'ordre de 2.

Pour les ondes de radiodiffusion classiques (PO et GO),  $C_0$  est plus élevé (60 pF est une valeur souvent atteinte), mais C est de valeur maximum plus forte également (condensateur variable de 380, 460 et même 480 pF). Le rap-

port  $\frac{C_1}{C_0}$  est, dans ces conditions, de 8. Les longueurs d'onde, donc les fré-

quences extrêmes de la bande recevable, sont alors dans le rapport de  $\sqrt{8}$ , autrement dit 2,83.

Dans les récepteurs modernes, on s'efforce de couvrir les bandes usuelles de radiodiffusion avec un condensateur variable dont la capacité maximum est aussi réduite que possible, cela afin de rendre la commande unique plus facilement réalisable. C'est ainsi que le classique condensateur variable de 500 pF a cédé le pas devant le condensateur variable de 460 pF (1) et même, en Grande-Bretagne, devant le condensateur de 380 pF.

Prenons, par exemple, le condensateur variable Geco. Sa capacité minimum

(1) Actuellement, le nouveau standard est de 490 pF (1948).

est de 14 pF, sa capacité maximum de 380 pF. Avec une bobine de 0,222 mH et de 15 pF, de capacité propre, ce condensateur permet de couvrir la bande 190 — 570 m (petites ondes). Avec une bobine de 3,2 mH et de 10 pF de capacité propre, la bande couverte est de 800-2.200 m. (grandes ondes).

En France, les condensateurs variables actuellement en faveur présentent des circonstances d'emploi un peu différentes.

Prenons par exemple le circuit oscillant d'accord (circuit attaquant la grille de la lampe modulatrice) PO d'un bloc Gamma. La self de la bobine est de 187,5  $\mu$ H. La capacité effective (C<sub>o</sub> compris) montée en parallèle sur cette bobine varie entre 60 et 480 pF. La longueur d'onde la plus basse reçue dans ces conditions par ce circuit est

$$\lambda_0 = 1,885 \sqrt{187,5 \times 60} = 200 \text{ m à peu de chose près.}$$

La longueur d'onde la plus élevée est

$$\lambda_1 = \sqrt{\frac{480}{60}} \times 200 = \sqrt{8} \times 200 = 566 \text{ m.}$$

La bande couverte est donc de 200-566 m.

Dans ce même bloc Gamma, le circuit oscillant d'accord GO est constitué par une bobine de 2.357  $\mu$ H aux bornes de laquelle la capacité effective varie encore de 60 à 480 pF. La bande couverte est alors de 710 à un peu plus de 2.000 m.

Il arrive assez fréquemment (cas des transformateurs moyenne fréquence) que l'on désire réaliser un circuit oscillant accordé sur une fréquence fixe. Le circuit oscillant est dans ce cas constitué par une bobine et un condensateur fixe ou semi-fixe (condensateur ajustable). Le condensateur ajustable permet de régler une fois pour toutes la capacité au moment de la mise au point de l'appareil qu'équipe le circuit oscillant considéré et d'équilibrer les diverses capacités parasites introduites par le câblage et la disposition des accessoires.

### § 10. — Les bobines.

1° *Considérations générales.* — Comme nous venons de le dire, les circuits oscillants sont constitués en général par une capacité variable (d'ordinaire de quelques micromicrofarads à 490 micromicrofarads) sur laquelle on branche

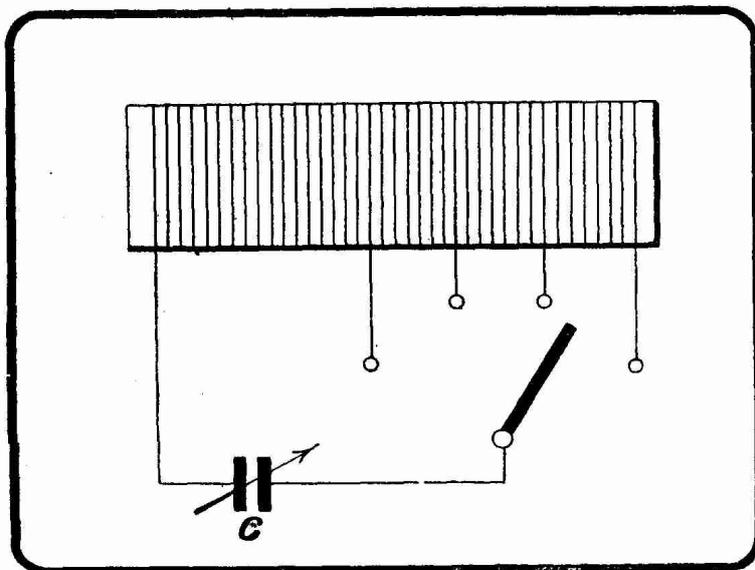


FIG. XV-10-1. — Bobine cylindrique à prises.

une bobine de self convenable. Un jeu de bobines interchangeable à la main ou mises en œuvre par des commutateurs, ou encore une bobine à prises permettent alors de couvrir différentes bandes de longueurs d'onde par la manœuvre du condensateur variable.

Si l'on place en L de la figure XV-6-1 une bobine dont on utilise toujours la totalité de l'enroulement (pas de prises ni de curseur) et que l'on change lorsque la bande de longueurs d'onde à laquelle on s'intéresse change, on se trouve en présence du dispositif connu sous le nom de « bobine in-

terchangeable ». Le « changement » de bobine se faisait au début à la main (on enlevait la bobine de son support et on la remplaçait par une autre). Actuellement, ce changement se fait par un commutateur dont l'isolement et

les contacts doivent être très soignés. Ce dispositif permet avec une série de bobines et un condensateur variable de couvrir une très large bande de longueurs d'onde (100 à 25.000 mètres par exemple) en ayant toujours en circuit une bobine dont on utilise la totalité. Par exemple, une bobine de 50 tours donnera la bande 200-560 mètres, une autre de 75 tours la bande 310-870 mètres, une troisième de 150 tours la bande 650-1.850 mètres, etc. Ces chiffres varient naturellement avec les bobines et ne sont indiqués ici que pour donner un ordre de grandeur. Nous avons supposé avoir affaire à une capacité variable de 490 micromicrofarads. Les bandes doivent se recouvrir, afin que l'on n'ait pas de « trous » dans les réglages, c'est-à-dire de longueurs d'onde sur lesquelles on ne puisse s'accorder.

Supposons que nous ayons une bobine sur laquelle nous avons effectué des prises que nous réunissons à un clavier de plots, de manière à réaliser le montage de la figure XV-10-1. A chaque plot correspond une bande de longueurs d'onde. Mais ici se présente un assez grave inconvénient : lorsque l'on n'utilise pas la totalité de la bobine, il reste en liaison avec le circuit un groupe de spires libre, c'est ce groupe que l'on appelle le *bout mort*.

Ce bout mort absorbe de l'énergie aux dépens de la partie utilisée de la bobine et, par conséquent, diminue le rendement du dispositif. Il est évident que les bobines interchangeables permettent d'éviter cet inconvénient. Les prises sur une bobine peuvent se faire soit avec des claviers de plots sur lesquels frotte une manette, soit à l'aide d'un curseur (dispositif habituel des postes à galène), soit enfin à l'aide de pinces assurant le contact sur le fil, mais ce dernier dispositif se rencontre surtout dans les postes émetteurs.

Lorsque l'on fait des prises sur une bobine, on conseille, dans le but d'éviter l'effet de bout mort, de s'arranger de manière que la partie non utilisée ne soit jamais plus importante, quant au nombre des spires, que la partie utilisée (1). On a conseillé également des coupures de bout mort ; ce sont des manettes qui permettent de mettre hors circuit la partie de la bobine non utilisée ; mais ces dispositifs n'équivalent pas, loin de là, aux bobines interchangeables, des parties non utilisées restant, en effet, au voisinage immédiat des parties utilisées.

Les bobines à curseurs, de la période héroïque de la réception à galène, sont également à éviter, car les curseurs sont des causes de mauvais contact. De plus, en dehors de l'effet de bout mort qui se fait évidemment sentir ici, le curseur court-circuite fatalement une ou plusieurs spires, d'où une nouvelle cause d'absorption d'énergie.

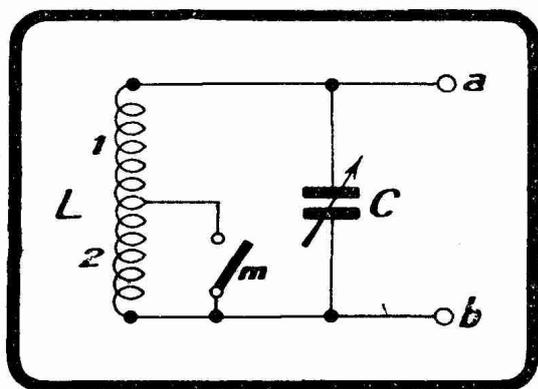


FIG. XV-10-2. — Ensemble PO-GO avec bobinages à partie commune 1.

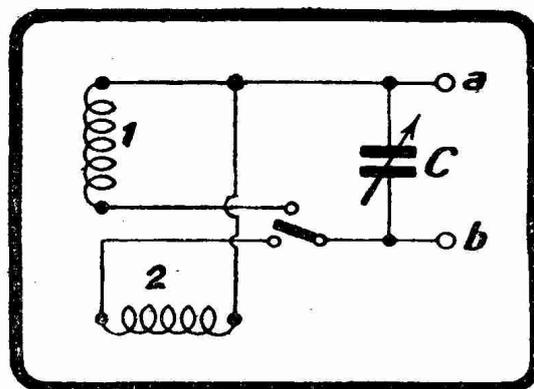


FIG. XV-10-3. — Ensemble PO-GO avec bobinages indépendants.

La technique moderne réalise parfois la disposition de la figure XV-10-2 pour obtenir le passage PO-GO. La bobine  $L$  comprend deux parties 1 et 2. Pour les grandes ondes on utilise les deux parties 1 et 2, l'interrupteur  $m$  est alors ouvert comme le montre le dessin. Pour les petites ondes, on utilise la seule partie 1, la partie 2 étant court-circuitée par l'interrupteur  $m$ .

(1) Cela revient à dire qu'il ne faut jamais utiliser moins de la moitié de la bobine.

Une méthode plus recommandable consiste à disposer de deux bobines 1 et 2 entièrement indépendantes sur lesquelles on branche le condensateur C par le jeu de l'inverseur m (fig. XV-10-3).

1 est, par exemple, la bobine « petites ondes », bobine cylindrique à spires jointives.

2 est la bobine « grandes ondes », petit nid d'abeilles du type de la figure XV-10-8.

Les bobines utilisées en réception peuvent se présenter sous divers aspects que l'on classe en deux groupes bien distincts : les bobinages à une seule couche et les bobinages massés.

Par bobines à une seule couche, nous entendons les bobines cylindriques ordinaires à spires jointives ou non. Ces bobines sont surtout utilisées pour la réception petites ondes et ondes courtes.

Les bobinages massés comprennent les nids d'abeilles, les fonds de panier et leurs dérivés, les doubles fonds de panier et les bobines spirales. Les premiers sont surtout utilisés dans le cas des ondes supérieures à 200 mètres.

Tous les bobinages doivent être établis avec le plus grand soin, et cela d'autant plus que les longueurs d'onde auxquelles on s'intéresse sont plus courtes. Le fil utilisé sera de haute conductibilité et, comme nous avons affaire à de la haute fréquence, on sait que cette conductibilité dépend de la surface et non de la section. On adoptera donc du fil de cuivre divisé (le si en vogue fil de litz) à la condition que les brins, au nombre de vingt en général, soient isolés les uns des autres et que leur diamètre ne soit pas supérieur à 5 ou 7/100 de millimètre, comme il a été expliqué dans le chapitre consacré à la résistance haute fréquence. Un tel fil divisé est cher, délicat à manier et difficile à souder, car il faut de toute nécessité établir le contact sur *tous* les brins ; aussi n'est-il employé que par les constructeurs, les amateurs se contentant le plus souvent de fil de cuivre plein. On a pu, pendant un certain temps, se procurer dans le commerce des bobines en fil de cuivre argenté ; malheureusement, le constructeur de ces bobines a remplacé l'argent par le nickel (résistivité de l'argent : 1,45 microhm/centimètre ; résistivité du nickel : 10 microhms/centimètre).

Le fil plein utilisé aura un diamètre variant entre 6 à 15 dixièmes de millimètre. Plus l'onde à recevoir est courte, plus le diamètre sera fort, sans qu'il y ait toutefois nécessité de dépasser le 15/10. Pour les ondes de 200 mètres et au-dessus, le 6/10 et même le 5/10 (à partir de 1.000 mètres) conviennent.

Partout où cela sera possible, on prendra pour la réception des petites ondes du fil nu. Lorsque les spires doivent être isolées les unes des autres par suite de leur proximité (bobinages à spires jointives et bobinages massés), voici, dans leur ordre de préférence décroissante, les isolements à adopter : deux couches soie, une couche soie, deux couches coton, une couche coton, émail. L'isolement le plus employé ordinairement est à deux couches coton. L'isolement à la soie s'impose pour les fils fins. L'émail seul donne un isolement souvent trop mince, on le combine parfois avec un isolement une couche soie.

Nous avons vu que les courants de haute fréquence sont absorbés par les diélectriques, on réduira donc les supports des bobinages au strict minimum et ces supports seront constitués en diélectriques de bonne qualité. Nous rappelons que, pour juger de la qualité d'un diélectrique, il faut se reporter aux tableaux donnés pages 256 et 258. La gomme laque, qui est un mauvais diélectrique, sera évitée. Pour rendre les bobinages plus solides, si besoin est, on les coudra au fil de soie. Si un enduit est absolument nécessaire, le collodion est ce que l'on peut adopter de mieux.

C'est dans cet esprit d'élimination des pertes en haute fréquence que l'on a conseillé pour les petites ondes d'éviter même tout support dans les bobinages, d'où les bobinages dits « sur l'air », les doubles fonds de panier, les bobinages spirales cousus, les gabions, etc.

Lorsque l'on place les bobines à l'intérieur d'un poste, il faut éviter absolument que dans le champ de ces bobines ne se trouvent des masses conductrices (condensateurs variables, transformateurs basse fréquence, etc.) ou

isolants (panneau, etc.). On parfait l'isolement électrostatique et électromagnétique en blindant les bobines (voir page 460).

La capacité propre des bobinages doit être aussi faible que possible. Une capacité propre trop élevée limite en effet inférieurement la bande de longueurs d'onde recevable avec la bobine et un condensateur variable donné. Elle correspond, d'autre part, à des pertes d'énergie qui se traduisent par une augmentation de la résistance H.F. de la bobine, donc de l'amortissement.

La capacité propre en centimètres (unités électrostatiques CGS de capacité) des bobinages cylindriques à une seule couche et à spires jointives employés en T.S.F. est pratiquement égale au diamètre du bobinage en centimètres, quelle que soit la longueur de la bobine.

On a donc intérêt à réaliser des bobinages cylindriques de petit diamètre; et en fait, tous les bobinages cylindriques à une seule couche utilisés à l'heure actuelle (bande des « petites ondes » 200-600 mètres) sont de petit diamètre (figure XV-10-4). Cette prescription est d'application générale; d'ailleurs, un bobinage de petit diamètre a un champ électromagnétique extérieur moins étendu, moins étalé qu'un bobinage de grand diamètre; les inductions indésirables qu'il a tendance à créer dans les circuits voisins peuvent être de ce fait plus facilement empêchées (blindages).

Lorsqu'il s'agit d'obtenir un coefficient de self induction assez élevé (dépassant 2 mH en général), on est obligé, pour des raisons d'encombrement, d'abandonner les bobinages à une couche et d'avoir recours aux bobinages massés, dont il existe plusieurs variantes (la plus célèbre est certainement le nid d'abeilles).

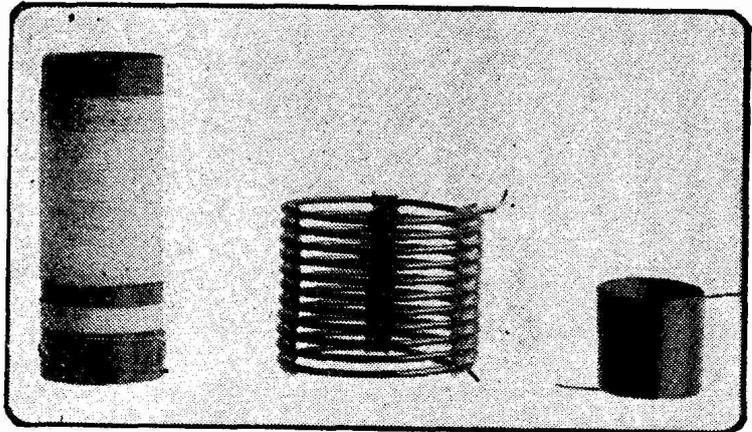


FIG. XV-10-4. — Trois types de bobinages cylindriques à une seule couche.

A gauche : bobinage cylindrique sur carton bakérisé de 30 mm de diamètre comportant 100 spires de fil 40/100 deux couches soie et 20 spires de 25/100 deux couches soie. Ce bobinage est utilisé pour la réception des petites ondes.

Au milieu : bobinage cylindrique pour ondes courtes, dit bobinage « sur l'air ». Diamètre, 50 mm. 11 tours de fil 15/10 deux couches coton verni. Le bobinage est maintenu par trois bandes de celluloid doubles ondulées pour emboîter solidement les spires.

A droite : bobinage cylindrique à tours jointifs agglomérés par du vernis, pour petites ondes. Diamètre, 27 mm. 48 tours de fil 30/100 deux couches coton.

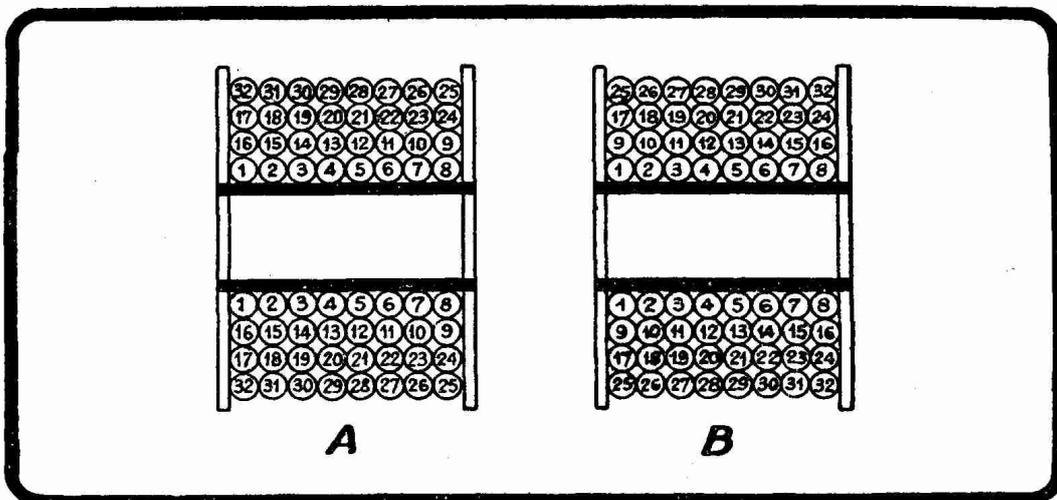


FIG. XV-10-5. — Bobinages à couches rangées. Les spires sont numérotées pour montrer leur répartition.

La capacité propre d'un bobinage massé est d'autant plus faible que les spires qui voisinent dans ce bobinage sont d'un numéro d'ordre moins différent. Il faut donc écarter les unes des autres, les spires de numéros d'ordre très différents. Cette règle a une grande importance, et c'est pour l'observer que l'on a réalisé toute une série de bobinages massés spéciaux dont le mode d'enroulement plus ou moins compliqué a pour but de mettre entre les spires éloignées des bobinages la plus grande distance possible.

Ainsi les bobinages à quatre couches de la figure XV-10-5 (bobinages à couches rangées) <sup>(1)</sup> ont des capacités réparties de beaucoup supérieures à celle du bobinage à quatre couches de la figure XV-10-6 (bobinage à couches étagées) <sup>(2)</sup>.

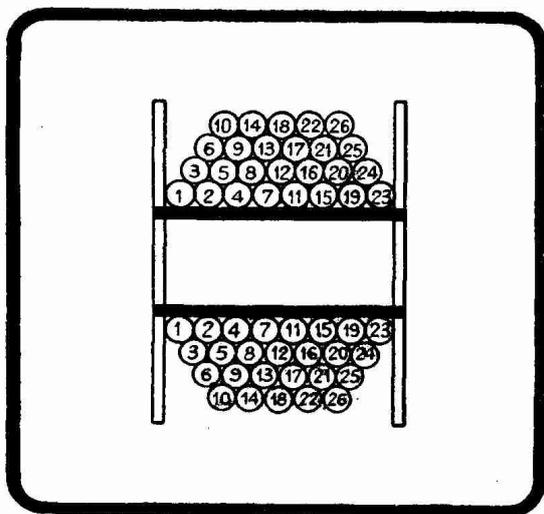


FIG. XV-10-6. — Bobinage à couches étagées. Le numérotage des spires montre clairement leur répartition.

éléments d'hélice orientés successivement de gauche à droite et de droite à gauche. L'effet de ce type de bobinage est de faire se croiser les spires constituant des couches voisines suivant un certain angle et de séparer des spires parallèles par au moins le diamètre du fil.

Le tableau ci-dessous donne, d'après G. Zickner, les caractéristiques comparées de bobinages massés comparables par leurs dimensions, mais différents par leurs modes d'enroulement. Cette comparaison est, on le voit, à l'avantage du bobinage à couches étagées du type de la figure XV-10-6.

	Bobinage à deux couches conforme à la figure XV-10-6	Bobinage à quatre couches en nid d'abeilles	Bobinage à deux couches conforme à la figure XV-10-5A	Bobinage à quatre couches conforme à la figure XV-10-5B
Nombre de tours .....	48	45	48	48
Self en $\mu\text{H}$ .....	240	218	244	247
Capacité propre en pF .....	15,6	45,6	195	119
Longueur d'onde propre en m. ....	115	180	413	326
Résistance continu en $\Omega$ .....	0,64	0,64	0,64	0,64
Décrément logarithmique sur 1.300 mètres .....	0,014	0,016	0,017	0,018

(1) Layer winding des Anglo-Saxons. Lagenwicklung des Allemands.

(2) Bank winding des Anglo-Saxons. Stufenwicklung des Allemands.

Quoi qu'il en soit le bobinage en nid d'abeilles est le plus employé.

Très en faveur naguère pour la réalisation des systèmes d'accord du type de la figure XV-7-3 sous la forme de bobines de 7 centimètres de diamètre intérieur que l'on utilisait soit nues, soit montées sur un sabot à broches qui en assurait l'interchangeabilité (figure XV-10-7), le bobinage nid d'abeilles est aujourd'hui extrêmement répandu sous la forme à petit diamètre intérieur (2 centimètres à 1,5 centimètre) dite « mignonnette » (fig. XV-10-8). Ces petits nids d'abeilles servent à la constitution de la partie « grandes ondes » des blocs d'accord, de transformateurs haute et moyenne fréquence, de bobines de choc, de blocs oscillateurs, etc. La figure XV-10-9 montre, par exemple, un couplage de trois nids d'abeilles.

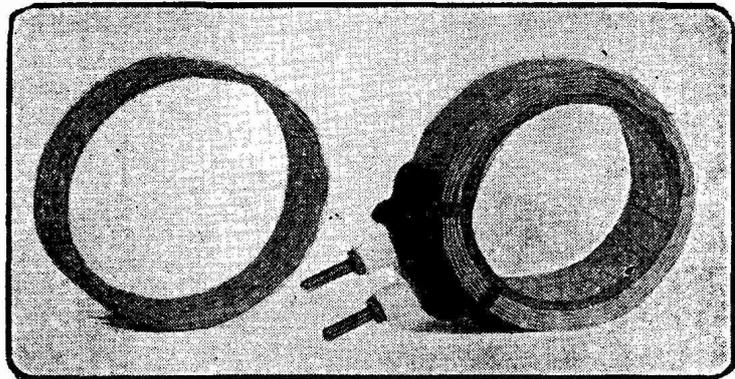


FIG. XV-10-7. — Grands nids d'abeilles de 7 cm de diamètre. — A gauche : nid d'abeilles nu, 50 tours de fil 40/100 deux couches coton. — A droite : nid d'abeilles monté, 100 tours de fil 40/100 deux couches coton.

### 2° Bobinages à une seule couche. Formule de Nagaoka.

— Les bobinages à une seule couche sont en général utilisés lorsque l'on désire recevoir les ondes inférieures à 200 mètres. Au-dessus, on peut se servir des bobinages massés dont il a été question tout à l'heure.

Le plus simple des bobinages à une seule couche est le bobinage cylindrique à tours jointifs ou non. On peut utiliser pour ces bobines des cylindres de carton bien sec que l'on aura recouverts d'un enduit obtenu en faisant dissoudre des débris de celluloid dans de l'acétone, des cylindres de bakélite ou encore des

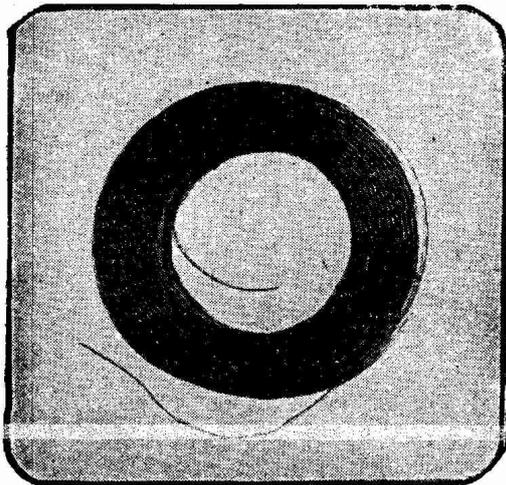


FIG. XV-10-8. — Petit nid d'abeilles de 1.000 spires en fil 20/100 une couche soie. Diamètre intérieur 20 mm, diamètre extérieur 35 mm.

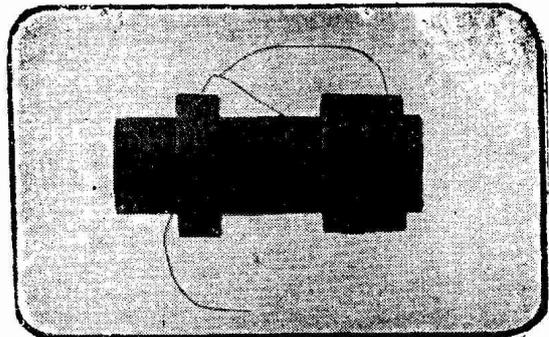


FIG. XV-10-9. — Couplage de trois petits nids d'abeilles de 13 mm de diamètre intérieur constituant un pré-sélecteur grandes ondes. Les deux bobinages de gauche ont 300 tours, celui de droite 350 tours. Le fil est du 10/100 une couche soie. La distance entre les deux bobines de 300 tours est de 13 mm bord à bord.

cylindres d'ébonite. Pour les ondes courtes, il est indiqué d'avoir recours, pour constituer le support, à l'une des substances spéciales pour haute fréquence dont il est question dans le tableau de la page 258.

Il est utile d'être en mesure de calculer la self d'une bobine cylindrique à une seule couche et, pour cela, de connaître la formule de Nagaoka. Nous avons vu que le coefficient de self-induction d'un solénoïde est, en unités CGS :

$$L = 4\pi \frac{N^2}{l} S$$

S étant la surface de la section, N le nombre des spires et l la longueur du bobinage.

D étant le diamètre de la section de la bobine cylindrique, on a :

$$S = \frac{\pi D^2}{4}$$

Cela donne :

$$L = \frac{\pi^2 D^2 N^2}{l}$$

$\frac{N}{l}$  est ce que l'on appelle le nombre de tours par centimètre et on désigne cette quantité par  $n$ . L devient alors en CGS :

$$L = \pi^2 n^2 D^2 l$$

En microhenrys :

$$(1) \quad L = \frac{1}{1.000} (\pi n D)^2 l$$

Mais cette valeur théorique L est trop forte lorsque l est moins de 100 fois plus grand que D. Elle n'est, par conséquent, acceptable, dans le cas d'une bobine de 8 centimètres de diamètre, que si l est au moins égal à 8 mètres !

Comme on a pratiquement affaire à des bobines de longueur bien plus modeste, il faut corriger la relation (1) et l'écrire :

$$(2) \quad L = \frac{K}{1.000} (\pi n D)^2 l \text{ microhenrys}$$

K est un coefficient plus petit que 1. En pratique, on prend  $K = 1$  lorsque  $\frac{D}{l} = 0,01$ .

L'expression (2), établie par le Japonais Nagaoka, donne L en microhenrys lorsque n, D et l sont exprimés en unités CGS. Le tableau donne K pour toute une série de valeurs pratiques du rapport  $\frac{D}{l}$  :

$\frac{D}{l}$	K	$\frac{D}{l}$	K
0,01	0,995	1	0,688
0,05	0,979	1,5	0,595
0,1	0,958	2	0,525
0,2	0,920	3	0,429
0,3	0,883	4	0,365
0,4	0,849	5	0,319
0,5	0,818	6	0,285
0,6	0,788	7	0,258
0,7	0,760	8	0,236
0,8	0,735	9	0,218
0,9	0,710	10	0,203

Bien entendu, la self L est la self en continu. Nous avons vu que la self en haute fréquence peut, lorsque l'effet pelliculaire est important, être inférieure à la self en continu.

Lorsque les bobinages cylindriques comportent plus de 25 tours, on les enroule à spires jointives. Au-dessous de 25 tours, on utilise souvent des bobinages à spires espacées de 1 à 6 diamètres (1).

La figure XV-10-10 montre une bobine cylindrique du commerce fort à recommander pour les ondes inférieures à 100 mètres, tant à l'émission à puissance moyenne qu'à la réception. Le fil est nu et la carcasse réduite à sa plus simple expression. Les broches dont sont munies les extrémités de ces bobines assurent l'interchangeabilité dans les meilleures conditions à cause de la grande distance (10 cm) qui les sépare. Les prises sur ces bobines se font à l'aide de pinces métalliques.

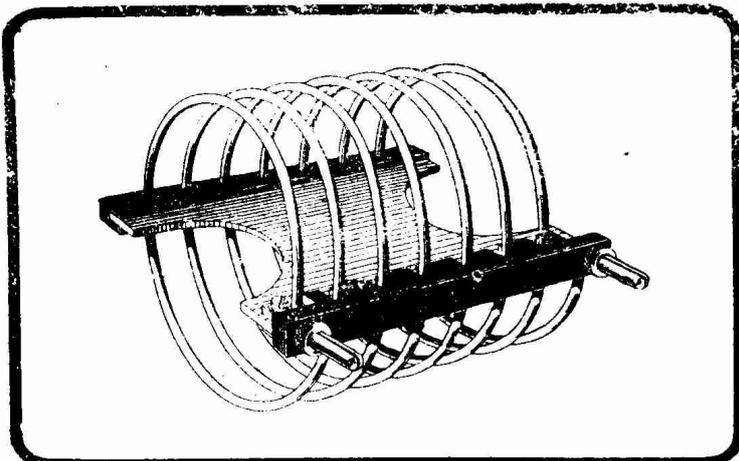


FIG. XV-10-10. — Bobine interchangeable Baltic. Bobinage cylindrique à spires écartées. Convient à la réception des ondes courtes et aux essais d'émission à faible puissance.

Avec un fil non recuit et... beaucoup de patience, on peut constituer des bobines cylindriques cousues sans support d'aucune sorte. Mais leur rigidité laisse le plus souvent à désirer.

3° *Bobinages massés.* — Ces bobinages donnent une self élevée pour un encombrement réduit. On les préconise surtout pour les ondes supérieures à 200 mètres, sauf toutefois en ce qui concerne les fonds de panier et leurs dérivés.

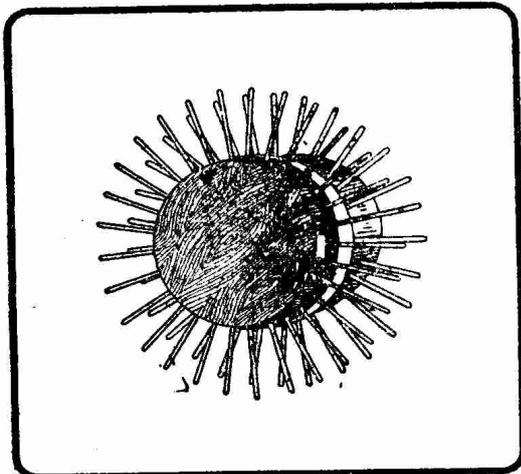


FIG. XV-10-11. — Dispositif pour l'enroulement des bobines nid d'abeilles.

Les grandes bobines en nids d'abeilles sont construites à l'aide d'un mandrin démontable spécial comportant des tiges métalliques plantées de manière équidistante le long de deux cercles tracés sur un cylindre de bois et distants de 25 millimètres (fig. XV-10-11). Suivant que l'on enroule d'une manière ou de l'autre le fil autour des tiges, on se trouve en présence d'une variété ou de l'autre de bobines en nids d'abeilles (nid d'abeilles classique, duolatéral, double fond de panier, etc.).

Un nid d'abeilles classique affecte le plus souvent la forme de la figure XV-10-7.

Nous ne donnons pas de détails sur la construction des bobinages en nids d'abeilles, car nous conseillons de se procurer dans le commerce ces bobinages tout montés, c'est-à-dire munis de leur dispositif de fixation, qui consiste ordinairement en un bloc de matière isolante (sabot) dans lequel sont fixées deux broches mâles auxquelles correspondent deux broches femelles solidaires de supports fixes et mobiles.

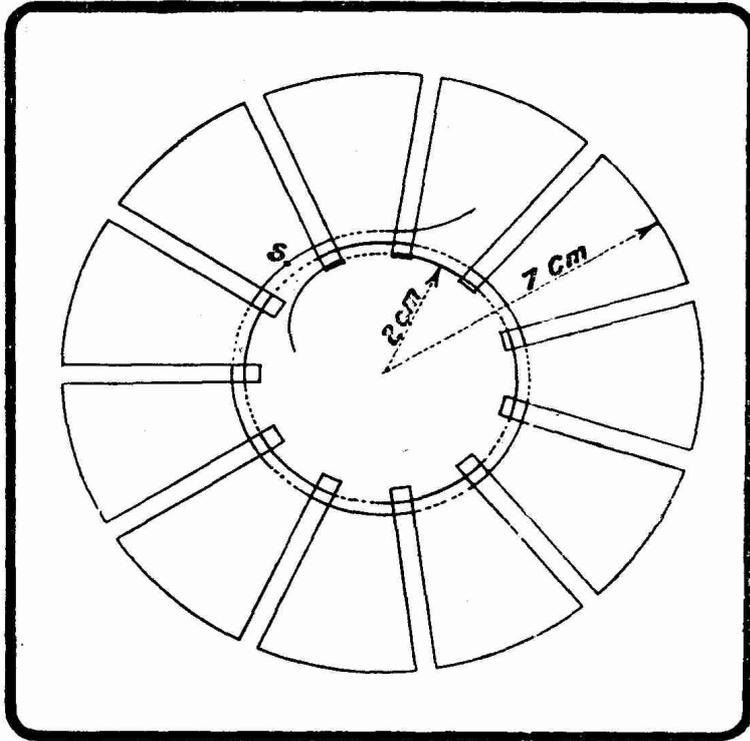
Le calcul de la self d'un nid d'abeilles peut se faire à l'aide de la formule ci-dessous :

$$L = \frac{N^2 a^2}{18,5a + 31b + 35c} \text{ microhenrys}$$

(1) Diamètre du fil.

$a$  est le rayon moyen,  $c$  la hauteur de la bobine,  $b$  son épaisseur (voir figure XV-10-14),  $N$  le nombre total de tours ;  $a$ ,  $b$  et  $c$  sont exprimés en centimètres.

Les bobines en fonds de panier sont constituées généralement à l'aide de disques de carton mince présentant un nombre impair de fentes dans lesquelles on fait passer le fil (figure XV-10-12).



S'il y a lieu, on fait la soudure des prises en des points tels que S.

Soit  $N$  le nombre total des spires d'un fond de panier,  $r$  son rayon moyen en centimètres, la self du bobinage est donnée en microhenrys par la relation :

$$L = 0,02 N^2 r$$

Les bobinages en fonds de panier ont l'avantage de permettre des couplages très serrés et de présenter un encombrement réduit. Leur emploi peut être de quelque intérêt dans certains cas spéciaux (super-réaction) et pour des ondes comprises entre 200 et 1.000 mètres.

Il y a longtemps, on a utilisé pour la réception des ondes courtes d'amateur (20-40 m) des bobines spirales (fig. XV-10-13) qui dérivent immédiatement du fond de panier par suppression de la forme de carton. Ces bobines spirales sont cousues de manière à présenter une aussi grande rigidité mécanique que possible. Comme elles sont destinées à la réception des très petites ondes, elles sont en fil 12/10, que le mode de bobinage permet de prendre nu.

4° Formule générale pour le calcul des coefficients de self induction de bobines de formes diverses. — Nous allons indiquer une formule très générale permettant de calculer le coefficient de self-induction de bobines cylindriques quelconques à enroulement serré, longues ou courtes, épaisses ou minces, depuis le long solénoïde jusqu'au simple tour de fil, en passant par le nid d'abeilles. Les nombres donnés par cette formule sont exacts, en général, à au plus 5 % près et, le plus souvent, l'erreur (1) n'atteint pas 2 %.

Cette formule, due à MM. Morgan Brooks et H. M. Turner, est :

$$L = \frac{4 \pi^2 a^2 n^2}{b + c + R} F' F''$$

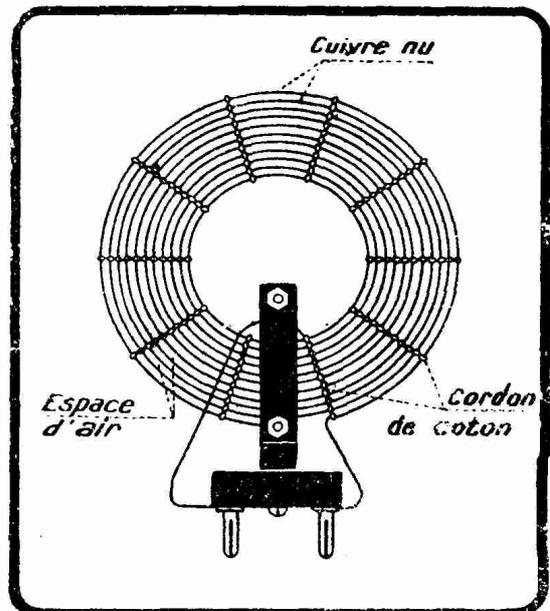


FIG. XV-10-13. — Bobine spirale spécialement destinée à la réception des ondes courtes.

(1) L'erreur est plus faible pour un solénoïde à une seule couche que pour un enroulement à couches multiples.

dans laquelle (fig. XV-10-14) :

$$a = \text{rayon moyen de l'enroulement} = \frac{R + r}{2};$$

R = rayon extérieur de l'enroulement ;

r = rayon intérieur de l'enroulement ;

n = nombre total de tours de l'enroulement ;

b = longueur axiale de la bobine (si l'on a affaire à un seul tour, b = diamètre du fil) ;

c = épaisseur de l'enroulement (si l'on a affaire à un enroulement à une seule couche, c = diamètre du fil) ;

F' et F'' sont donnés respectivement par les relations :

$$F = \frac{10b + 12c + 2R}{10b + 10c + 1,4R}$$

$$F'' = 0,5 \log \left( 100 + \frac{14R}{2b + 3c} \right)$$

Si b est au moins le double du diamètre extérieur 2 R, on peut se contenter de faire F' = F'' = 1 et l'on a :

$$L = \frac{4 \pi^2 a^2 n^2}{b + c + R}$$

On trouve L en centimètres, les autres quantités étant exprimées en centimètres.

Rappelons que :

1 millihenry = 10<sup>6</sup> centimètres.

5° *Bobinages toroïdaux.* — Un mode de bobinage qui présente divers avantages théoriques est le dispositif toroïdal de la figure XV-10-15. Un tel bobinage se fait autour d'un *tore*.

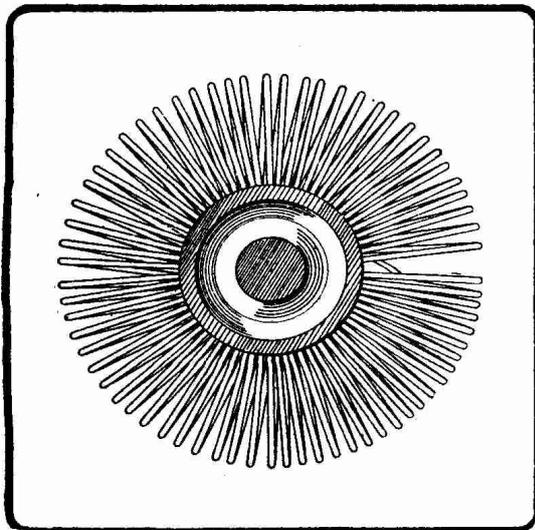


FIG. XV-10-15. — *Bobinage toroïdal.*

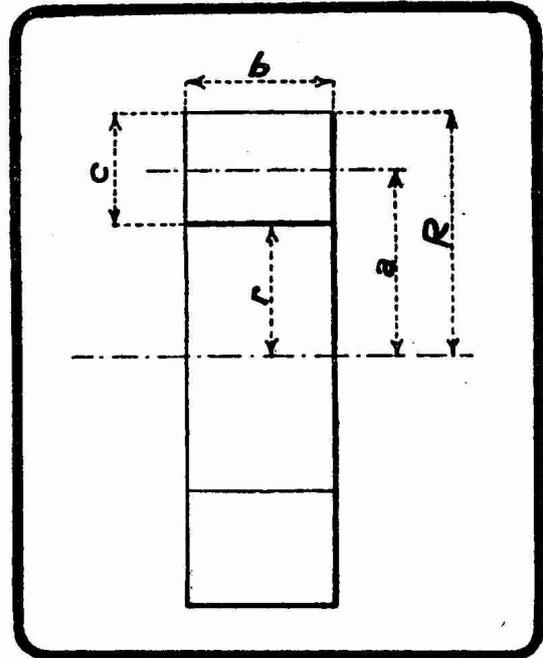


FIG. XV-10-14. — *Définition des cotes d'un bobinage massé pour l'application de la formule Brooks-Turner.*

Rappelons à nos lecteurs que le *tore* est le volume engendré par la rotation d'un cercle de rayon r (cercle générateur) autour d'un axe XY situé dans son plan et ne le traversant pas (fig. XV-10-16).

La self d'un bobinage toroïdal de section circulaire est donnée en microhenrys par la relation :

$$L = 0,01257 N^2 (R - \sqrt{R^2 - r^2})$$

N est le nombre total de spires, R le rayon de la circonférence décrite par le centre du cercle générateur, r le rayon du cercle générateur.

Un bobinage toroïdal possède la propriété de ne pas présenter de champ magnétique extérieur ; autrement dit, son circuit magnétique est fermé.

Cette absence de champ extérieur permet de ne plus craindre les absorptions signalées précédemment pour les bobinages classiques et de réaliser des montages

plus compacts. Malheureusement, le bobinage toroïdal lui-même est très encombrant ; c'est ce qui a empêché son usage de se répandre.

D'autre part, un bobinage toroïdal ne peut présenter de coefficient d'induction mutuelle avec un bobinage extérieur et, par bobinage extérieur, nous

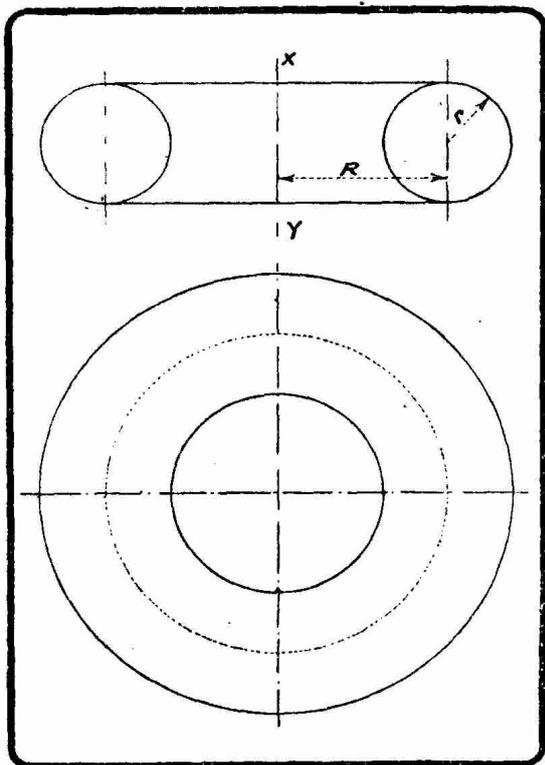


FIG. XV-10-16. — *Éléments géométriques d'un tore.*

entendons ici tout enroulement qui n'a pas été disposé sur le même tore ou sur un tore engendré par une circonférence concentrique au cercle générateur du premier. Ce dernier point peut être considéré, suivant les cas, comme un avantage ou un inconvénient. On ne voit pas bien, en particulier, comment réaliser un couplage variable entre deux bobinages toroïdaux.

Ces bobinages peuvent se placer en série et la self résultante est ici égale à la somme des selfs composantes, quelles que soient les positions des bobinages les uns par rapport aux autres.

#### 6° *Tendances modernes des bobinages d'accord :*

Dans les postes modernes, nous l'avons dit, on n'emploie plus les bobines interchangeables, auxquelles on reproche leur manipulation compliquée. Les nids d'abeilles sous la forme « mignonnette » de la figure XV-10-8, sont largement employés tant pour la confection des blocs d'accord que pour celle des transformateurs haute et moyenne fréquence qui assurent la liaison entre les lampes des amplificateurs avant détection.

Pour les gammes ondes courtes, on fait usage d'enroulements cylindriques à une seule couche, à spires jointives ou écartées.

Le bloc de la figure XV-10-17, d'une technique récente, est une réalisation de la figure XV-7-5. Il comporte une partie petites ondes et une partie grandes ondes. La partie PO est constituée par un enroulement en nid d'abeilles <sup>(1)</sup> de 210 spires (bobine L' de la figure XV-7-5) et par un enroulement cylindrique à une couche de 155 spires jointives (bobine L de la figure XV-7-5). Le condensateur C<sub>1</sub> est constitué par une boucle de fil de cuivre nu 16/10 serré autour de l'enroulement cylindrique. La partie GO comprend un nid d'abeilles <sup>(2)</sup> de 150 spires (bobine L') et un nid d'abeilles de 400 spires (bobine L). Ces deux nids d'abeilles sont calés sur le même axe et à une distance de 1,5 millimètre bord à bord. L'ensemble PO est séparé par un blindage de l'ensemble GO. Un inverseur bipolaire à deux directions, non représenté figure XV-10-17, introduit dans l'antenne, soit le nid d'abeilles de 210 tours (PO), soit celui de 150 tours (GO) et place en parallèle sur le condensateur variable d'accord par une disposition de commutation conforme à la figure XV-10-3, soit la bobine cylindrique de 155 spires jointives (PO), soit l'ensemble en série de cette bobine et du nid d'abeilles de 400 tours (GO).

La figure XV-10-18 représente un bloc d'accord à trois gammes (GO, PO et OC).

#### 7° *Les ferro-inducteurs ou bobinages à fer :*

Depuis 1931, date du lancement par l'Allemand Hans Vogt du *ferrocart*, on utilise de manière d'année en année plus marquée, des *ferro-inducteurs*. c'est-à-

(1) Diamètre intérieur, 32 millimètres.

(2) Diamètre intérieur, 7 millimètres en 25/100.

dire des bobinages ayant comme circuit magnétique du fer pulvérulent noyé dans une matière isolante de support permettant le moulage sous toutes ses formes. La perméabilité de la substance magnétique ainsi obtenue et qui comporte diverses dénominations commerciales, est de l'ordre de 10. Elle reste constante de 50 à 2.10<sup>6</sup> périodes. Par rapport à un bobinage normal « à air », un bobinage « à fer » présente deux avantages :

1° le coefficient de surtension  $Q$  est de trois à quatre fois plus élevé (pour les fréquences de 450 kc/s,  $Q$  est de 300 à 400 contre 100, par exemple) ;

2° à coefficient de self-induction égal, l'encombrement est très réduit.

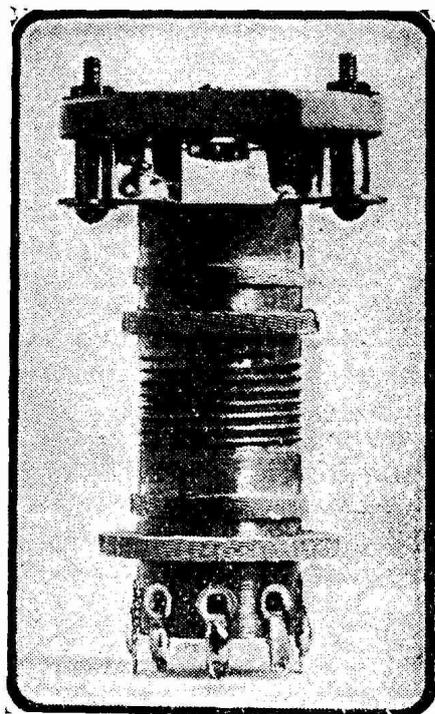


FIG. XV-10-18. — Bloc d'accord à trois gammes d'ondes dont une d'ondes courtes (partie médiane). Les dispositifs du haut sont les condensateurs d'appoint, dits trimmers de bobine, permettant l'alignement du montage en commande unique.

le plus caractéristique d'application de ces bobinages est le transformateur MF (accordé vers 450-475 kc/s) que nous rencontrerons lorsque nous étudierons le changement de fréquence.

Les circuits magnétiques constitués avec le fer pulvérulent sont soit ouverts (bâtonnets), soit fermés. Dans ce dernier cas, les coefficients de surtension sont bien entendu plus élevés. Les circuits fermés affectent les formes classiques en L ou en E et sont souvent réalisés en « pots » (fig. XV-10-19) qui ont à peu près l'encombrement d'une navette de machine à coudre et qui peuvent être accompagnés d'un blindage très serré, du fait de leur minime champ de dispersion.

Pour une substance magnétique à fer pulvérulent donnée, il existe, pour chaque forme de circuit magnétique, un coefficient  $K$  donnant la self  $L$  en

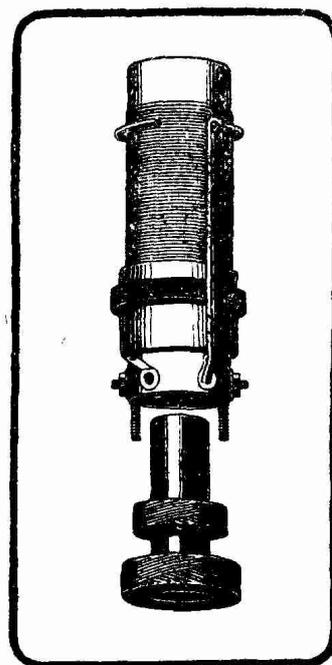


FIG. XV-10-17. — Bloc d'accord moderne. La partie supérieure correspond aux petites ondes, la partie inférieure aux grandes ondes. Les deux parties sont normalement séparées par un blindage.

L'augmentation du facteur  $Q$  est dû à ce que, pour réaliser une bobine de coefficient de self-induction donné, il faut moins de spires que dans le cas d'une bobine à air (intervention de la perméabilité du fer pulvérulent). Les pertes dans le cuivre sont donc réduites. D'autre part, le flux de fuite est considérablement diminué, donc les pertes dans le blindage également : d'ailleurs, le blindage est souvent alors superflu. Les pertes par courant de Foucault dans les circuits magnétiques en fer pulvérulent sont pratiquement négligeables, car la résistivité du fer finement divisé et noyé dans une matière isolante est de l'ordre de 10 M $\Omega$  par cm<sup>3</sup>.

Ces bobinages sont particulièrement indiqués pour les circuits d'accord (GO et PO) et pour les liaisons entre des étages amplificateurs où de fortes amplifications ou des sélectivités poussées sont nécessaires. Ils s'imposent là où l'on exige la plus grande amplification et la meilleure sélectivité avec le minimum de lampes et de circuits accordés (postes auto-radio). Le cas

millihenrys connaissant le nombre  $n$  de tours de bobinage d'après la relation

$$n = K \sqrt{L}$$

$K$  varie pratiquement entre 120 et 200 pour le ferocart.

### 8° Le blindage des bobines :

Dans de nombreuses circonstances, il est nécessaire de confiner les champs électrostatiques et électromagnétiques produits par une bobine dans un espace restreint au voisinage de cette bobine. A cette fin, il faut enfermer aussi parfaitement que possible la bobine dans une sorte de boîtier (blindage) constitué d'un métal de faible résistivité (cuivre, aluminium) ou encore d'un métal magnétique conducteur (fer).

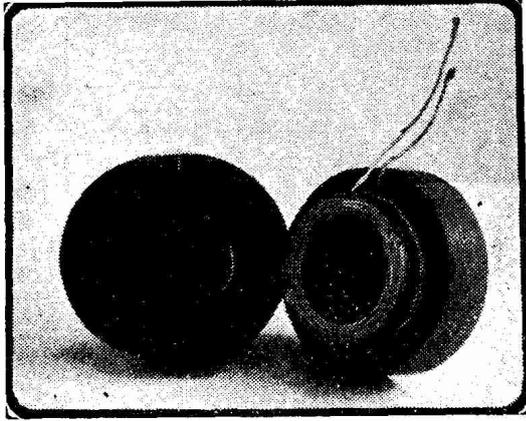


FIG. XV-10-19. — Bobinage à circuit magnétique à fer pulvérulent aggloméré. Le circuit magnétique est constitué par deux « pots » enfermant normalement le bobinage enroulé sur une carcasse isolante en trolitul. Les deux pots sont montrés ici séparés pour laisser voir le bobinage (matériel Ferunic).

Un tel boîtier agit comme un blindage électrostatique parce qu'il est conducteur (cage de Faraday). L'effet de blindage électrostatique n'est que peu influencé par la nature du métal employé et le blindage est pratiquement parfait si le boîtier dans lequel est enfermée la bobine est hermétique.

Comment s'effectue l'action électromagnétique ? Quand un corps conducteur se trouve dans un champ magnétique alternatif, les courants électriques qui y sont induits auront un sens tels qu'ils tendront à diminuer l'intensité du champ magnétique alternatif qui passe à travers

le conducteur. En conséquence, l'intensité du champ magnétique dans un espace entouré d'un corps conducteur sera plus petite qu'elle ne le serait si ce corps n'existait pas. D'où l'effet de blindage électromagnétique.

Il faut distinguer ici le cas d'une bobine parcourue par un courant de basse fréquence et celui d'une bobine parcourue par un courant de haute fréquence.

Dans le premier cas (transformateur d'alimentation, self de filtre, transfo BF), on utilise un boîtier en métal magnétique dans l'épaisseur duquel des lignes de force se concentrent. Ce boîtier devra être assez épais pour que le circuit magnétique offert au passage du flux d'un point à un autre du boîtier soit de très faible réluctance, donc pour que la force magnétomotrice entre ces deux points soit aussi petite que possible. S'il en était autrement, une certaine partie du flux électromagnétique échapperait à l'action du blindage.

Dans le cas d'un flux magnétique à haute fréquence (bobine d'accord, transfo H.F. ou M.F., bobine de choc H.F. ou M.F.), le blindage électromagnétique est plus efficace s'il est constitué en métal de haute conductibilité électrique. Le champ électromagnétique à haute fréquence induit dans le blindage des courants de Foucault qui s'opposent d'autant mieux au passage des lignes de force qui constituent le flux électromagnétique que la résistivité est plus faible.

Le blindage est ici d'autant plus efficace que la fréquence est plus élevée et que le métal employé est de conductibilité plus élevée. Il en résulte qu'aux hautes fréquences, un blindage électromagnétique est plus efficace lorsqu'il est en cuivre que lorsqu'il est en fer.

Il est très difficile de réaliser un blindage électromagnétique parfait ; on y parvient en mettant en œuvre des blindages concentriques séparés par des couches d'air de un ou deux centimètres. Les contacts entre les diverses parties d'un blindage doivent être électriquement parfaits, afin de présenter aux courants de Foucault un passage d'aussi faible résistance que possible. On

soignera donc particulièrement les couvercles des blindages et l'on s'assurera qu'ils sont en parfait contact électrique avec le reste du dispositif.

Considérons une bobine de self  $L$  et de résistance  $R$  (en H.F.) présentant

un coefficient de surtension  $Q = \frac{\omega L}{R}$ . Que deviennent ses caractéristiques lorsqu'on l'enferme dans un blindage ?

La capacité propre et la résistance effective de la bobine augmentent. La self  $L$  augmente dans le cas d'un blindage magnétique (fer) et diminue dans celui d'un blindage non magnétique (cuivre, aluminium). Ces effets sont d'autant plus prononcés que le blindage est plus rapproché de la bobine et que le métal dont est constitué le blindage, a une résistivité plus grande et une perméabilité magnétique plus différente de 1 dans un sens ou dans l'autre.

En dimensionnant convenablement le blindage et en le constituant d'un métal aussi bon conducteur que possible (cuivre de préférence), il est possible de réaliser une bobine blindée dont le coefficient de surtension n'est guère différent de celui de la bobine non blindée. Ce résultat peut être obtenu en faisant en sorte que la distance du blindage à la bobine à blinder soit au moins égale au diamètre de la bobine.

En conclusion, on blindera les bobines parcourues par du courant haute fréquence par des boîtiers en cuivre ou, à la rigueur, en aluminium. Ces boîtiers seront suffisamment larges pour que la distance de leurs parois à la bobine qu'ils contiennent soit de deux fois le rayon de ladite bobine. Leur épaisseur sera suffisante pour que les courants de Foucault y circulent facilement ; on adoptera une épaisseur de 2 millimètres.

#### 9° Bobinages pour télévision.

Dans les récepteurs de télévision (image et son), les fréquences de l'émetteur étant de 42 Mc/s (son) et 46 Mc/s (image), les bobines d'accord sont à très faible coefficient de self-induction, de l'ordre de 0,5  $\mu\text{H}$  en haute fréquence et de quelques microhenrys en moyenne fréquence, qui est accordée entre 9 et 15 Mc/s environ.

Tous ces bobinages sont réalisés sur des mandrins cylindriques, spires jointives ou écartées. Pour leur calcul approximatif, on se servira des indications données au début de ce paragraphe (formule de Nagaoka, page 454).

On prend souvent  $D = 10$  à  $15$  mm et  $l = 5$  à  $15$  mm.

La capacité d'accord est constituée par les capacités parasites apportées par les lampes, le câblage et la capacité répartie de la bobine. L'ensemble est de l'ordre de 20 à 30 pF dans un montage soigné.

Actuellement, la plupart des bobines comportent un noyau de fer dont la position par rapport à la bobine est réglable, ce qui permet d'ajuster l'accord exact par variation du coefficient de self-induction.

En vidéo-fréquence (nom donné à la basse fréquence des récepteurs d'image), on utilise des bobines de correction dont le coefficient  $L$  est compris généralement entre 50  $\mu\text{H}$  et 2 mH. On les réalise soit sous forme de solénoïdes, comme indiqué plus haut, soit sous forme de petits nids d'abeille.

Pour certains circuits, on utilise aussi des condensateurs variables de capacité maximum de l'ordre de 50 ou 100 pF. Ces condensateurs sont étudiés en vue de la réduction des pertes et de leur constance en fonction du temps. Leurs dimensions doivent être aussi faibles que possible.

Les trimmers peuvent être au mica, mais on utilise souvent, dans des montages de qualité, des trimmers à air. Des précisions sur ces divers éléments seront données par la suite.

## § 11. — Les condensateurs variables.

### 1° Généralités :

Nous avons vu que la variation de la longueur d'onde d'un circuit oscillant s'obtenait principalement par la variation de la capacité. Nous allons conti-

nuer l'étude du circuit oscillant par un exposé pratique des qualités que doit présenter un condensateur variable.

Il existe dans le commerce plusieurs types de condensateurs variables. Les meilleurs et, par conséquent, ceux que nous conseillons d'adopter uniquement, sont du type dit rotatif plan. Dans ce type, les armatures sont constituées par des plaques métalliques planes de forme semi-circulaire ou autre. La forme des lames mobiles s'appelle généralement le *profil*. Un des groupes d'armatures est fixe, l'autre est calé sur un axe susceptible d'une rotation de 180°. Les lames mobiles s'intercalent plus ou moins entre les lames fixes. Par une rotation de l'axe de 180°, on peut faire varier la capacité du condensateur de 0 à sa valeur maximum. Cette rotation est commandée par un bouton isolant calé sur l'axe et contrôlée à l'aide d'une graduation en demi-cercle divisée le plus souvent en 100 parties égales.

Le rôle de la graduation est de permettre l'étalonnage d'un circuit oscillant final de réception ou tout au moins le repérage facile des stations les unes par rapport aux autres.

Dans les condensateurs de réception modernes, on a abandonné depuis quelques années le disque gradué pour le remplacer d'abord par un tambour gradué tournant dans un plan perpendiculaire au plan du panneau. L'axe du condensateur lui-même n'est plus alors perpendiculaire au plan du panneau, mais parallèle à ce plan. La graduation, éclairée par une ampoule à incandescence branchée sur la source de chauffage du récepteur, se déplace devant un repère (mince fil métallique horizontal par exemple).

Cette disposition, qui répondait au goût de sobriété qui n'a pas tardé à prédominer dans la présentation des récepteurs modernes, permettait de placer côte à côte deux condensateurs variables sans encombrer outre mesure les panneaux.

Actuellement, les cadrans de condensateurs variables équipant les récepteurs sont gradués en noms de stations, en longueurs d'onde et éventuellement en fréquences. Il existe des cadrans linéaires le long desquels l'index se déplace en ligne droite et des cadrans circulaires dans lesquels l'index tourne (cadrans connus sous le nom de type « avion »).

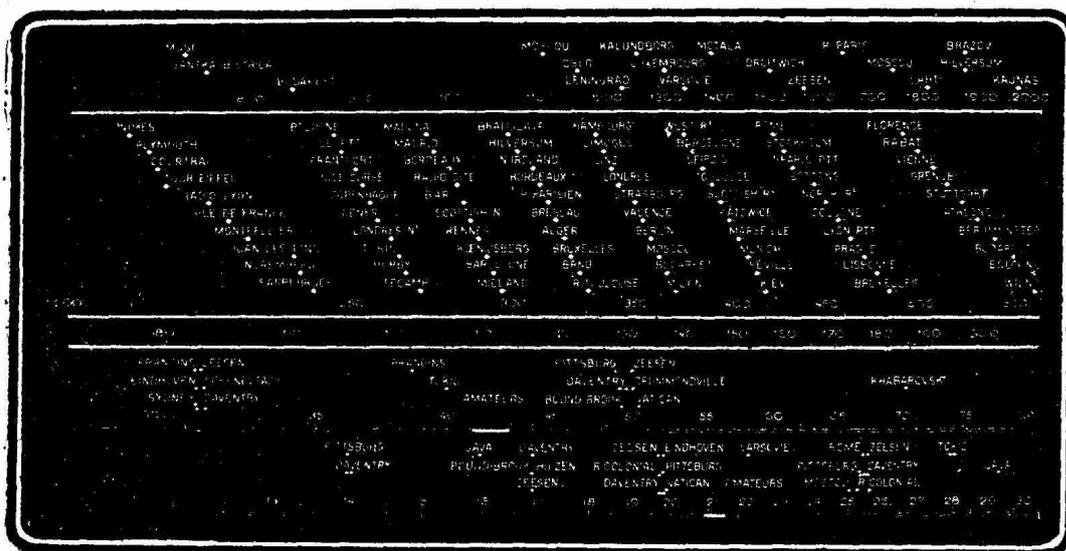


FIG. XV-11-1. — Cadrans de récepteur moderne. Cinq gammes d'onde ; nombreuses stations repérées (cadrans Gamma).

La figure XV-11-1 donne la représentation d'un cadran moderne.

Les condensateurs variables doivent être choisis avec le plus grand soin. Une excellente bobine peut être annihilée par la présence d'un mauvais condensateur variable qui introduit dans le circuit une cause d'abaissement, et nous avons vu comment cet amortissement tend à diminuer la sensibilité et la sélectivité des postes récepteurs. Il faut prendre, en conséquence, des condensateurs variables à diélectrique air. Les plaques sont généralement en aluminium pour des raisons

de facilité de construction, mais il est préférable de choisir des condensateurs variables à plaques de cuivre. Le cuivre étant le métal le plus conducteur de l'électricité après l'argent, il est indiqué de l'utiliser de préférence à l'aluminium (résistivité du cuivre : 1,5 microhm/centimètre ; résistivité de l'aluminium : 3 microhms/centimètre). Il faudra veiller, d'autre part, à ce que l'isolement soit de parfaite qualité (ébonite ou mieux quartz) et que cet isolement ne soit pas trop abondant. Une trop grosse masse d'isolant dans le voisinage d'un condensateur, comme de tout conducteur parcouru par de la haute fréquence, est une cause de pertes, donc d'augmentation de la résistance en haute fréquence.

La *capacité* d'un condensateur variable est sa capacité maximum. On trouve notamment dans le commerce des condensateurs variables de 100, 130, 250, 360, 460 et 490 picofarads. Pour les ondes auxquelles s'intéresse généralement l'amateur (ondes de 200 à 2.000 m), il suffit d'un condensateur de 460, ou même de 360 picofarads. Pour les ondes inférieures à 200 mètres (jusqu'au 80 mètres), on prendra 250 picofarads. Au-dessous de 80 mètres et surtout pour les ondes de 20 à 45 mètres, d'usage courant aujourd'hui, il est préférable d'adopter un appareil de 130, 100 ou même 50 picofarads.

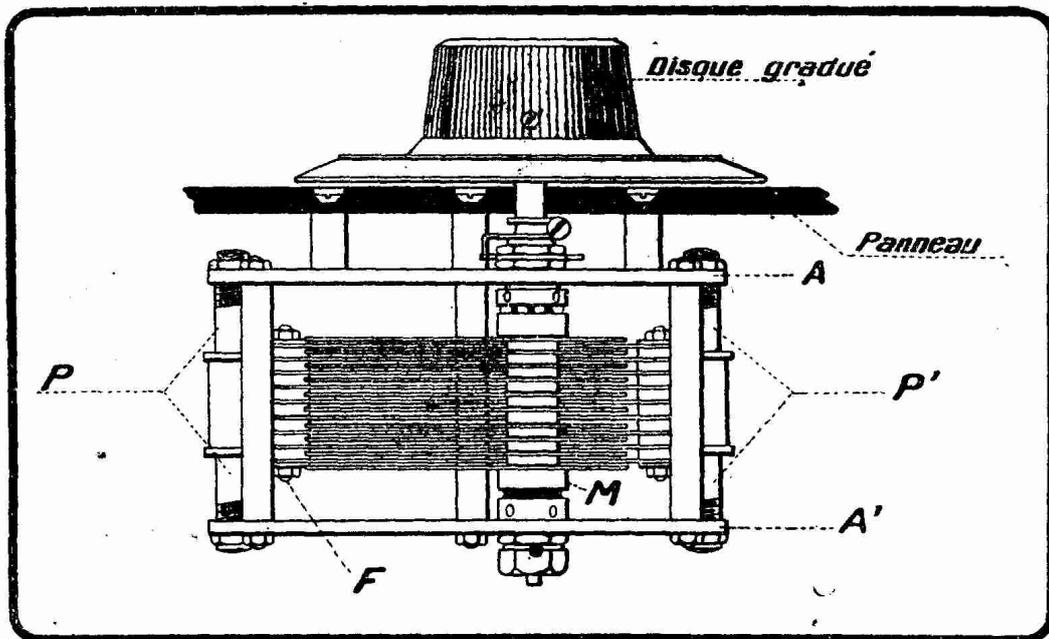


FIG. XV-11-2. — Détail d'un condensateur variable à air moderne.

A condition qu'il soit muni d'un démultiplicateur sérieux, le condensateur utilisé pour la gamme 200-2.000 m peut servir en OC, ce qui présente un gros intérêt dans les postes toutes ondes.

L'accord de 1948 entre certains constructeurs français faisant partie d'un syndicat professionnel a fait adopter, comme condensateur variable *standard*, un condensateur variable entre une résiduelle déterminée et une valeur maximum (lames mobiles complètement engagées dans les lames fixes) de 490 pF.

La figure XV-11-2 représente un très bon type de condensateur variable pour appareils de mesures de précision (ondemètre, hétérodyne, etc.) dont on retrouve les caractéristiques dans la plupart des marques sérieuses.

Dans cette figure, l'asymétrie des lames par rapport à l'axe provient de ce que ce condensateur est du type « square law », type que nous étudierons tout à l'heure. Les remarques que nous allons faire à son sujet s'appliquent évidemment à tous les condensateurs, quel que soit le profil de leurs lames mobiles.

Les lames mobiles calées sur l'axe M sont en contact électrique avec les flasques métalliques terminaux A et A'. Ces flasques peuvent être en aluminium. Le contact flasque-axe des lames mobiles ne doit pas être assuré uniquement par le frottement dans les coussinets ; il doit y avoir une connexion flexible et courte soudée, d'une part, à l'axe et, d'autre part, à l'un des flasques.

Les plaques fixes F sont maintenues en place par deux colonnettes isolantes P et P' ; ces colonnettes seront en ébonite ou mieux en quartz. On voit que l'isolement entre plaques fixes et plaques mobiles est réduit à son strict minimum, cela afin d'éviter toute perte par hystérésis diélectrique, comme il a été recommandé plus haut.

Un point capital est l'absence de jeu latéral de l'axe mobile ; le mouvement de rotation de cet axe doit être doux sans excès et la capacité ne doit pas pouvoir varier sans qu'il y ait rotation. Cette condition mécanique doit obligatoirement se trouver réalisée lorsqu'il s'agit de recevoir les ondes courtes. Un condensateur bon sur 500 mètres peut être inutilisable sur 40 mètres à cause des crachements de toute sorte qui se produisent alors lorsqu'on le manœuvre. Il existe actuellement d'excellents condensateurs variables pour ondes courtes.

Certains condensateurs variables sont munis d'un « vernier » ou « subdiviseur ». On appelle ainsi une lame mobile indépendante des plaques mobiles du condensateur proprement dit et qui se déplace devant une lame fixe. Cette lame mobile est commandée généralement par un axe concentrique à l'axe principal. Le vernier permet d'obtenir une variation très lente de capacité et, par conséquent, un réglage plus précis.

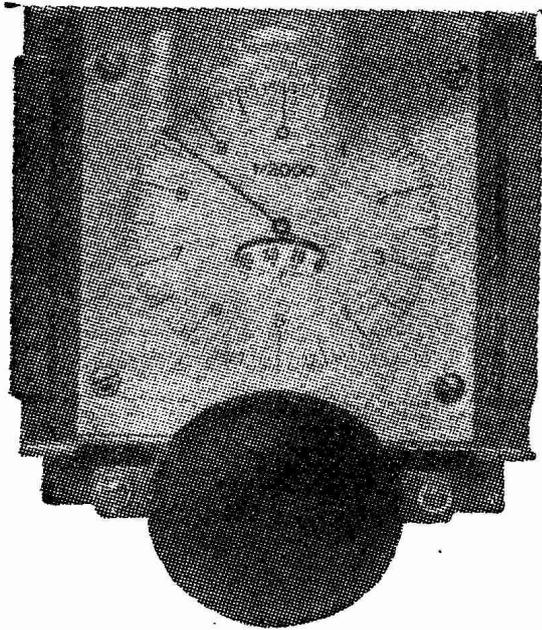


FIG. XV-11-3. — Démultiplicateur de précision « Wireless ».

Pour obtenir une variation très lente de la capacité nécessaire au réglage précis, il faut disposer d'une démultiplication à engrenages ou à poulies. Certains condensateurs à démultiplication mécanique actuellement sur le marché, donnent d'excellents résultats sur toutes les ondes.

La figure XV-11-3 représente un cadran démultiplicateur fort utilisé qui équipe les appareils de précision (ondes-mètres, stabilisateurs de fréquence, appareils de mesure, récepteurs d'ondes courtes, etc.).

Dans les récepteurs de radiodiffusion, le démultiplicateur est d'ordinaire secondaire du cadran.

Il existe des démultiplicateurs à deux rapports de démultiplication ; le rapport correspondant au plus grand nombre de tours de bouton de commande pour un déplacement donné de l'index du cadran, est employé dans le cas où un réglage précis est nécessaire (ondes courtes ou stations très éloignées).

Si les ondes courtes exigent des condensateurs variables de réalisation mécanique parfaite, c'est que la réception de ces ondes correspond à un réglage très précis de la capacité d'accord ; la moindre variation de capacité suffit à faire « perdre » la station. Pour éviter dans une certaine mesure ces inconvénients sur ondes courtes, on prend des condensateurs variables de très faible capacité, mais il n'y a jamais intérêt pour les ondes actuellement employées, à descendre au-dessous de 50 picofarads (capacité maximum). Pour ces faibles capacités, la qualité mécanique joue un rôle extrêmement important.

Dans tout condensateur variable, il faut veiller à ce que la *capacité résiduelle* soit faible. On appelle capacité résiduelle la capacité que présente le

condensateur lorsque l'index se trouve en face de la division zéro du disque, c'est-à-dire lorsque les lames mobiles sont entièrement sorties des lames fixes. Dans les bons appareils, cette capacité résiduelle est de l'ordre de 10 à 20 picofarads. Cette capacité résiduelle doit être aussi faible que possible, car, venant s'ajouter à la capacité propre de la bobine, elle contribue à limiter vers le bas la bande de longueurs d'onde que l'on peut recevoir.

Nous avons, dans le cours de cet ouvrage, donné la formule permettant de calculer avec une approximation suffisante la capacité d'un condensateur plan à plusieurs plaques.

La distance entre les lames fixes et mobiles ne doit pas être inférieure au millimètre, cela afin de diminuer les risques de court-circuit entre armatures du fait d'une poussière métallique ou encore d'une déformation des plaques. Les condensateurs variables blindés sont à l'abri de ces incidents.

En considérant simplement la graduation d'un disque de condensateur variable, comme cela se fait d'ailleurs exclusivement dans la pratique, nous pouvons concrétiser ce que nous avons appelé syntonie, sélectivité ou acuité d'un accord. Un accord sera « pointu » lorsque l'on trouvera un poste sur une très faible partie de la graduation (un ou un demi-degré par exemple) ; l'accord sera flou. la résonance, en d'autres termes, aplatie, si la station se retrouve sur toute une zone (20, 30, 40 divisions ou plus). L'acuité de l'accord dépend non seulement des qualités électriques en haute fréquence des circuits oscillants d'émission et de réception, mais, de façon indirecte, de la capacité maximum du condensateur d'accord. Plus les ondes à recevoir sont longues, plus cette capacité maximum doit être élevée.

On voit ainsi que l'intérêt qu'il y a à choisir avec soin la valeur de ce condensateur suivant les longueurs d'onde auxquelles on s'intéresse. Nous avons indiqué, lorsque nous avons défini la capacité d'un condensateur variable, les valeurs qu'il était bon d'adopter pour les principales bandes de longueurs d'onde.

Il arrive fréquemment dans les réalisations modernes que l'on se trouve en présence de deux ou plusieurs circuits oscillants identiques dont il s'agit de faire varier simultanément la longueur d'onde d'accord. C'est le cas qui se présente dans les réalisations pratiques de blocs présélecteurs. Il est alors avantageux de commander simultanément la rotation des plaques mobiles des condensateurs. Pour cela on fait intervenir *des condensateurs doubles* constitués de deux condensateurs simples, dont les rotors sont calés sur le même axe et les stators isolés électriquement l'un de l'autre et séparés électrostatiquement par un blindage (plaque verticale entre sections). Comme il y a parfois un ou deux autres circuits oscillants à accorder en plus des circuits d'accord proprement dits <sup>(1)</sup>, on emploie aussi des condensateurs variables triples ou quadruples, dont un type très perfectionné est représenté figure XV-11-4.

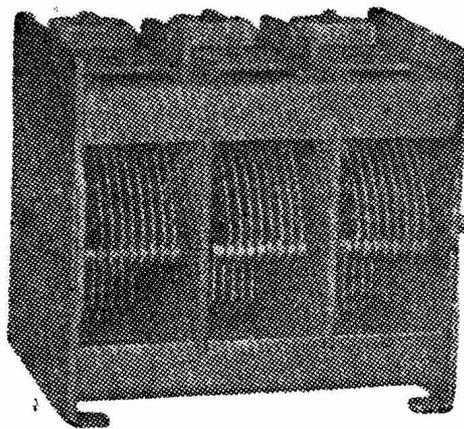


FIG. XV-11-4. — Condensateur triple Wireless.

Chaque condensateur élémentaire est souvent muni d'un petit condensateur d point ajustable à diélectrique air et mica dont la capacité maximum est de 25 à 35 pF. Ces petits condensateurs d'appoint, que les Anglo-Saxons appellent *trimmers* <sup>(2)</sup>, servent à compenser les écarts de capacité propre des bobinages sur

(1) Par exemple dans un changeur de fréquence, on peut avoir à accorder les deux circuits du présélecteur, celui de l'étage H.F. et celui de l'oscillateur local.

(2) Du verbe *to trim*, arranger, mettre en bonne assiette, supprimer les inégalités, etc. Pour une construction soignée, la présence du trimmer n'augmente que de deux ou trois pF la capacité minimum (capacité résiduelle) du condensateur variable.

lesquels sont branchés les condensateurs variables. On les règle une fois pour toutes au moment de la mise au point du montage qu'équipe le condensateur multiple.

Les plaques mobiles extrêmes des rotors des condensateurs variables multiples sont quelquefois fendues. Cette disposition permet d'écartier plus ou moins un des secteurs ainsi formés et de corriger dans la région correspondante l'allure de la courbe de variation de capacité du condensateur pour la rendre superposable à la courbe de variation des autres condensateurs variables élémentaires constituant le condensateur multiple. Cette possibilité de correction est précieuse, d'autre part, dans le cas où l'on désire rendre les variations de l'accord de plusieurs circuits oscillants commandés par le condensateur multiple rigoureusement identiques. Nous comprendrons mieux l'importance de ces réglages lorsque nous examinerons le problème de la commande unique.

On peut concevoir des condensateurs variables multiples à éléments égaux ou inégaux, de même profil ou de profils différents suivant les besoins. Il y a évidemment une infinité de combinaisons possibles et il en existe en fait un grand nombre, quoique la normalisation semble devoir se faire.

2° *Les divers profils de lames mobiles. Les condensateurs VLC, VLL, VLF et mid-line.* — Supposons avoir affaire à un condensateur à plaques mobiles semi-circulaires du type classique indiqué par la figure XV-11-5.

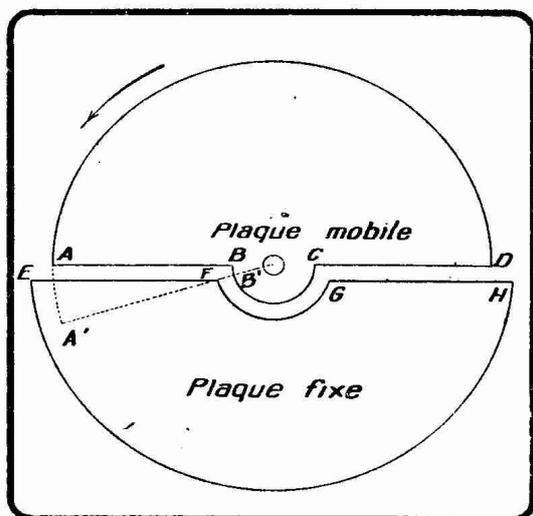


FIG. XV-11-5. — Positions relatives de la plaque mobile et de la plaque fixe d'un condensateur à variation linéaire de capacité.

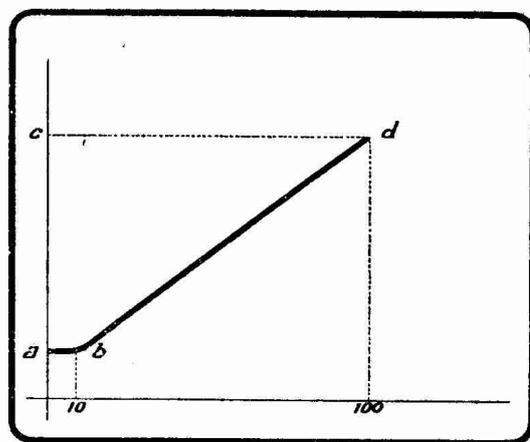


FIG. XV-11-6. — Représentation graphique de la variation de capacité d'un condensateur VLC.

Si l'on porte en abscisses les graduations du disque (c'est-à-dire l'angle de rotation des lames mobiles) et en ordonnées la capacité, on obtient la représentation graphique de la figure XV-11-6, qui donne ainsi la courbe de variation de la capacité en fonction de l'angle de rotation des plaques mobiles, *a* correspond à la résiduelle du condensateur variable, *c* à sa capacité maximum. La partie *ab* est peu différente d'une droite horizontale, surtout dans sa première partie. En effet, au début de la rotation des plaques mobiles, *CD* s'éloigne de *GH* et *AB* se rapproche de *EF*. Les deux mouvements se compensent un certain temps et la capacité ne varie pour ainsi dire pas. Lorsque *A* atteint le bord *EF*, la capacité varie plus vite et, à partir de la position *A'B'*, la courbe de la figure XV-11-6 est une droite (partie *bd*).

Le condensateur variable à plaques mobiles semi-circulaires est dit à *variation linéaire de capacité* (par abréviation : condensateur VLC). Pratiquement, cette variation linéaire ne se produit qu'à partir du point *b* de la figure XV-11-6.

Un tel condensateur, placé en parallèle sur une bobine, donne une courbe de longueurs d'onde de forme parabolique, comme l'indique la figure XV-11-7.

$\lambda_0$  est la longueur d'onde qui correspond à la self de la bobine, plus sa capacité propre, plus la résiduelle du condensateur variable.  $\lambda_1$  est l'onde déterminée par la self de la bobine, plus sa capacité propre, plus la capacité maximum du condensateur variable. Ces longueurs d'onde se calculent naturellement par la relation :  $\lambda = 1,885 \sqrt{LC}$ .

Du fait de la forme parabolique de la courbe de la figure XV-11-7, la moitié

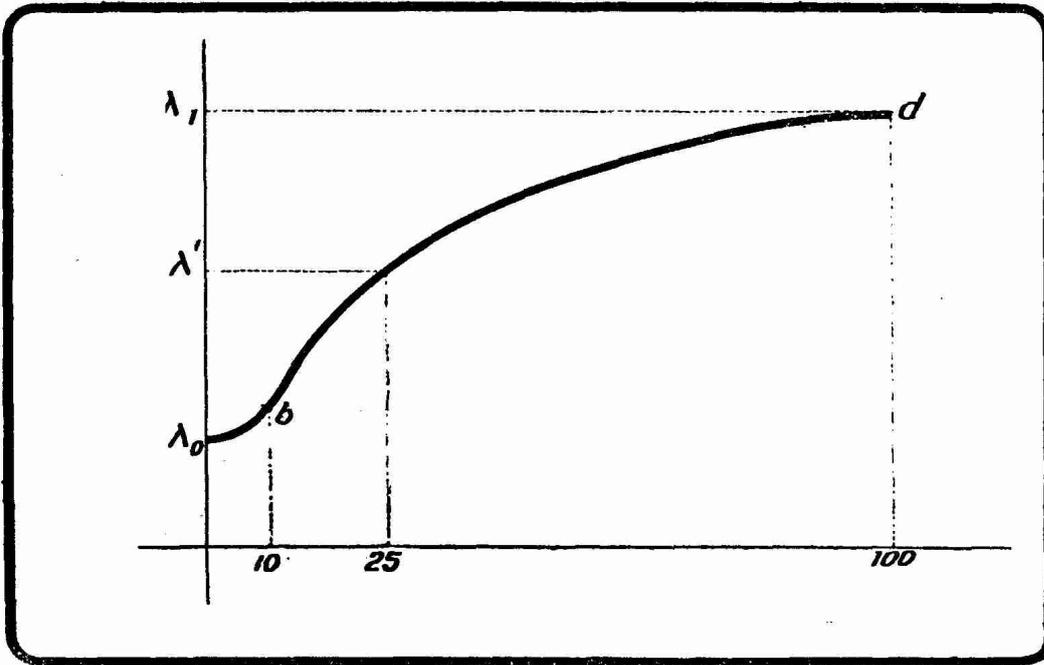


FIG. XV-11-7. — Représentation graphique de la variation de longueur d'onde d'un circuit oscillant équipé avec un condensateur VLC.

à peu près de la bande  $\lambda_1 \lambda_0$  des longueurs d'onde utilisables s'obtient sur le premier quart environ du disque gradué, c'est-à-dire de 0 à 25 dans le cas très général d'une graduation de 0 à 100. C'est là un gros inconvénient, puisqu'il en résultera de 0 à 25 une très rapide succession des ondes et, par conséquent, un réglage plus délicat et des chances plus grandes de brouillages.

Tout se passe donc comme si les stations s'étaient « volontairement » groupées dans les premières divisions du condensateur. Un récepteur par ailleurs bien construit, dans lequel les causes d'amortissement ont été soigneusement éliminées, peut présenter sur les ondes courtes une mauvaise sélectivité par le seul fait de la forme semi-circulaire des lames mobiles du condensateur variable d'accord.

Pour que les longueurs d'onde se répartissent de manière égale sur le disque gradué et, par conséquent, pour que les réglages soient faciles et la sélectivité uniforme, il faudrait que la courbe de la figure XV-11-6 présentât l'allure d'une droite D, ainsi que le montre la figure XV-11-8.

La longueur d'onde  $\lambda'$ , moyenne arithmétique des ondes extrêmes  $\lambda_0$  et  $\lambda_1$ , ne correspond plus alors à la division 25, mais à la division 50 du disque. La « densité » de répartition des longueurs d'onde est le même d'un bout à l'autre du disque gradué, dont les premières divisions sont ainsi « décongestionnées » au profit des dernières.

Un condensateur variable correspondant à la droite de la figure XV-11-7 s'appelle condensateur à *variation linéaire de longueur d'onde* (par abréviation : condensateur VLL).

Le tracé mathématique d'un profil de lame mobile de condensateur VLL fait appel à des notions assez complexes sur lesquelles nous ne pouvons insister dans cet ouvrage élémentaire.

La figure XV-11-9 donne l'aspect général d'une plaque mobile de condensateur VLL. Le constructeur doit calculer ce profil en tenant compte de la capacité propre moyenne des bobinages avec lesquels son appareil sera conjugué.

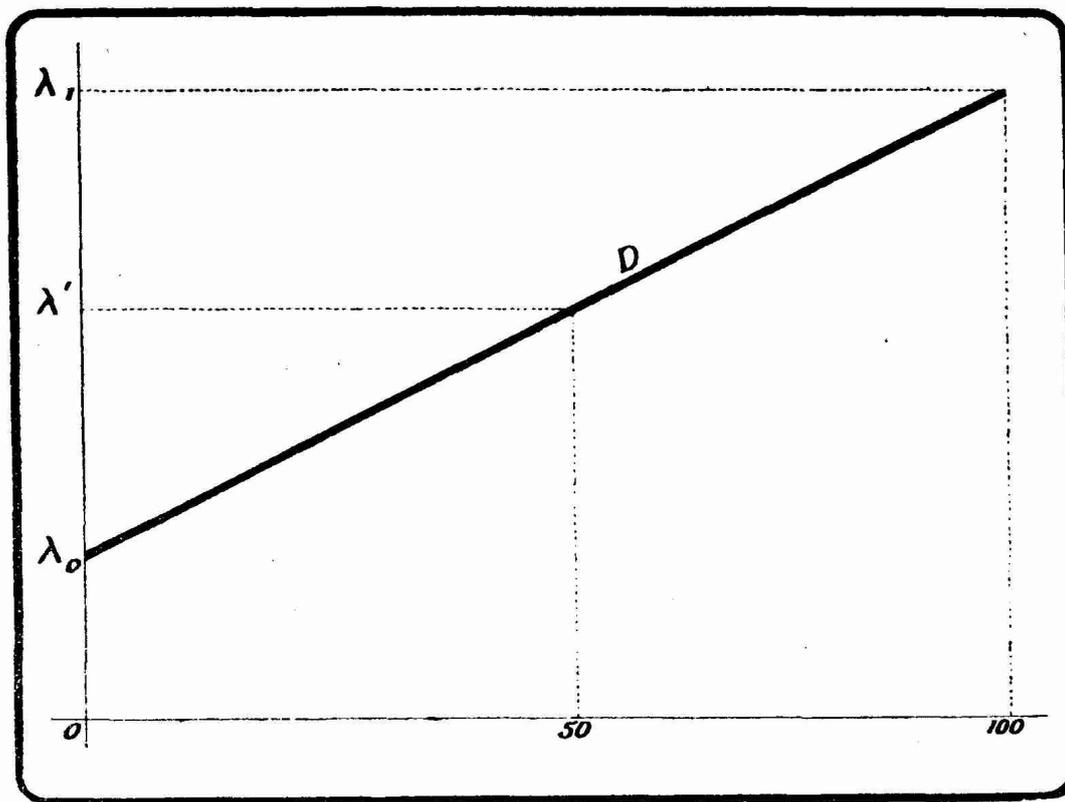


FIG. XV-11-8. — Représentation graphique de la variation de longueur d'onde d'un circuit oscillant équipé avec un condensateur VLL.

En général, les condensateurs VLL du commerce, que l'on appelle souvent condensateurs « square law », ne donnent pas exactement la droite de la figure XV-11-8 ; leur courbe est cependant moins accentuée que celle du condensateur VLC (fig. XV-11-6).

Un condensateur VLL idéal répartit donc également les longueurs d'onde le long des divisions du disque gradué. Le réglage est de ce fait très facilité et, à qualité égale de matériel, la sélectivité automatiquement améliorée. Mais on peut obtenir mieux encore, surtout pour la réception de la radiotéléphonie.

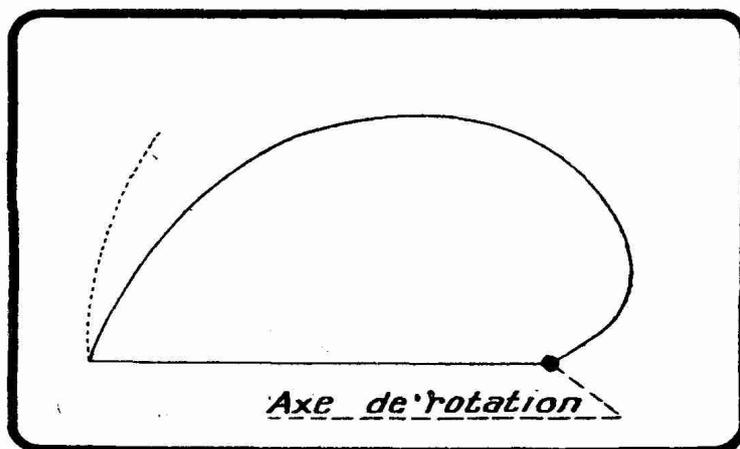


FIG. XV-11-9. — Profil de lame mobile d'un condensateur variable VLL.

L'encombrement d'une station de radiodiffusion est constant en fréquence et de l'ordre de 5.000 périodes de part et d'autre de la fréquence de l'onde porteuse. L'encombrement total est donc d'environ 10.000 périodes. Ce que l'on pourrait être tenté d'appeler le manque de syntonie des stations radiotéléphoniques est un fait physique, une loi inéluctable, conséquence de la modulation.

Du fait que la fréquence est inversement proportionnelle à la longueur d'onde ( $\lambda f = V$ ), l'encombrement d'une station radiotéléphonique, constant en fréquence (10.000 périodes), ne l'est pas en longueur d'onde. Nous entendons par là que l'on ne peut pas dire qu'une station radiotéléphonique occupe tant de mètres quelle que soit la longueur de l'onde porteuse. L'encombrement en mètres d'une station radiotéléphonique est d'autant plus important que la longueur d'onde porteuse est plus grande. On voit ainsi que dans la bande 200-600 mètres on pourra faire tenir sans chevauchements plus de postes radiophoniques que de 1.600 à 2.000 mètres, bande de longueurs d'onde identique pourtant à la première au point de vue « mètres ».

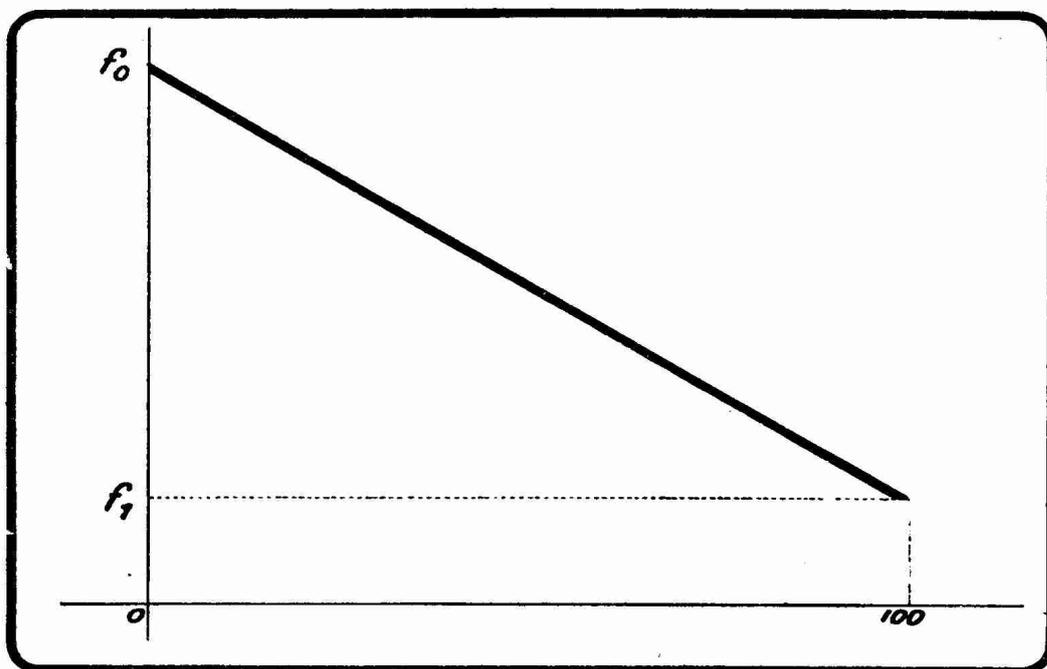


FIG. XV-11-10. — Représentation graphique de la variation de fréquence d'un circuit oscillant équipé avec un condensateur VLF.

Cela posé, ou plutôt remis en mémoire, considérons un condensateur VLL dont la courbe est représentée par la figure XV-11-8. Les longueurs d'onde sont réparties d'une manière bien « homogène » tout le long du disque, mais du fait de la variation avec la longueur d'onde de l'encombrement en « mètres » des stations, il y aura tout de même embouteillage des premières divisions du disque gradué : plus d'émissions pourront y trouver place sans se recouvrir que dans le dernier quart du disque en question.

Que faire ? Il suffit de réaliser un condensateur à variation linéaire de fréquence que nous appellerons dans la suite condensateur VLF. Un tel condensateur aura une « courbe » rectiligne lorsque l'on portera en ordonnées les fréquences et en abscisses les divisions du disque gradué de 0 à 100, c'est-à-dire les déplacements angulaires de l'axe des plaques mobiles (fig. XV-11-10).

Nous avons donné à la droite de la figure XV-11-10 un coefficient angulaire négatif afin de respecter les habitudes des amateurs, qui trouvent les courtes ondes <sup>(1)</sup> sur les premiers degrés du disque.

Un condensateur VLF constitue donc l'idéal du condensateur pour la réception de la radiophonie. Lui seul assure une distribution homogène des stations sur le disque gradué.

(1) C'est-à-dire les fréquences les plus élevées.

Le profil d'un condensateur VLF s'établit mathématiquement, de même que n'importe quel autre type de C.V.

Les lames mobiles d'un condensateur VLF sont plus petites pour un encombrement donné que celle d'un condensateur VLL ; par encombrement, nous entendons ici le plus grand rayon de la plaque mobile. Il y a là une petite difficulté de réalisation pratique qui n'intéresse d'ailleurs pas l'amateur qui, d'ordinaire, ne construit pas lui-même ses condensateurs variables.

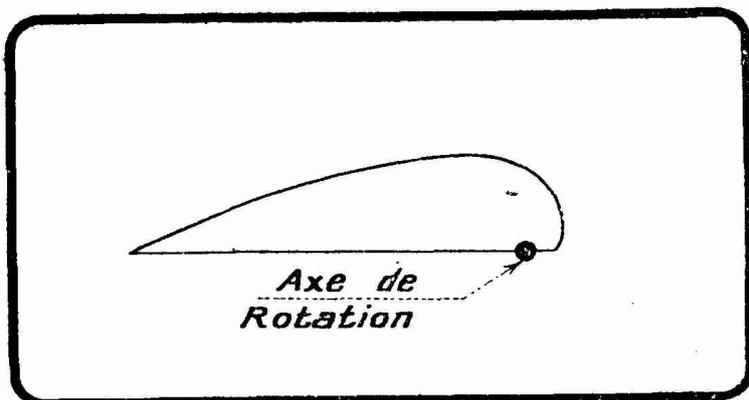


FIG. XV-11-11. — Profil de lame mobile d'un condensateur VLF.

présente la plaque mobile d'un condensateur VLL.

On remarquera que, du fait de l'asymétrie des lames mobiles des condensateurs VLL et VLF, la capacité résiduelle de ces condensateurs est plus réduite que celle d'un condensateur VLC de même capacité.

Illustrons ce court exposé des propriétés des condensateurs VLC, VLL et VLF par un exemple concret.

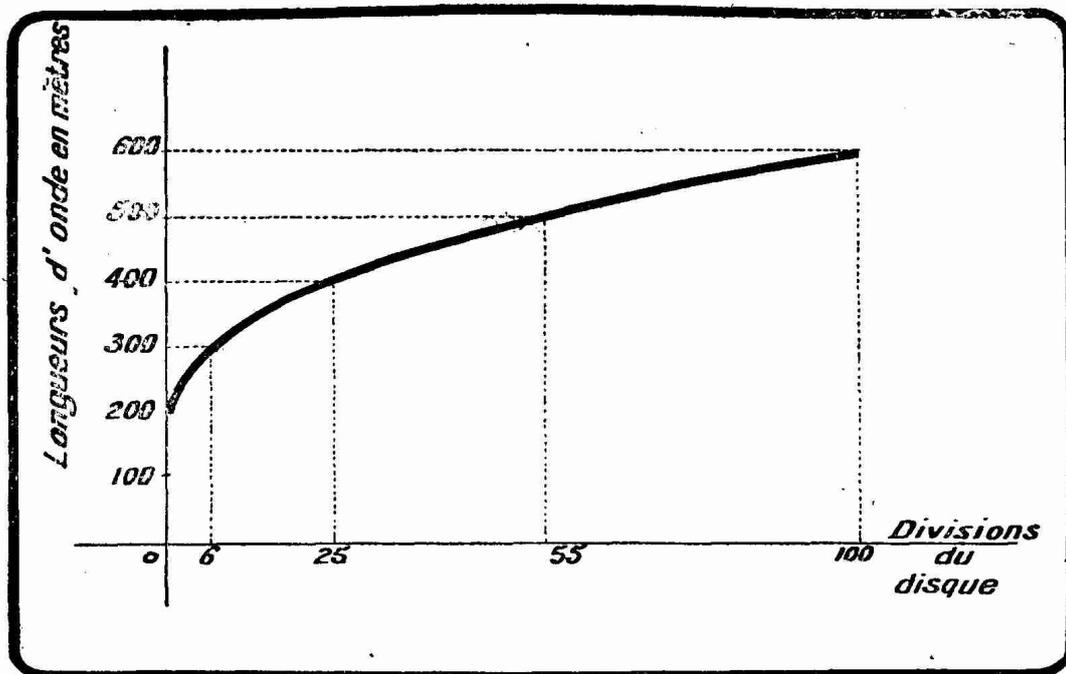


FIG. XV-11-12. — Courbe d'accord fournie par un condensateur VLC.

Supposons que nous ayons trois condensateurs de 460 picofarads permettant, avec une certaine bobine de self, de couvrir la bande 200-600 mètres. Ces trois condensateurs sont respectivement un condensateur VLC, un condensateur VLL et un condensateur VLF.

Le condensateur VLC a une courbe du type de la figure XV-11-12. Les ondes de 200 à 400 mètres (moitié de la bande 200-600) se trouvent sur le premier

quart du disque gradué. Il y a encombrement des premières divisions en longueurs d'onde. Si nous portons en abscisses les fréquences au lieu des lon-

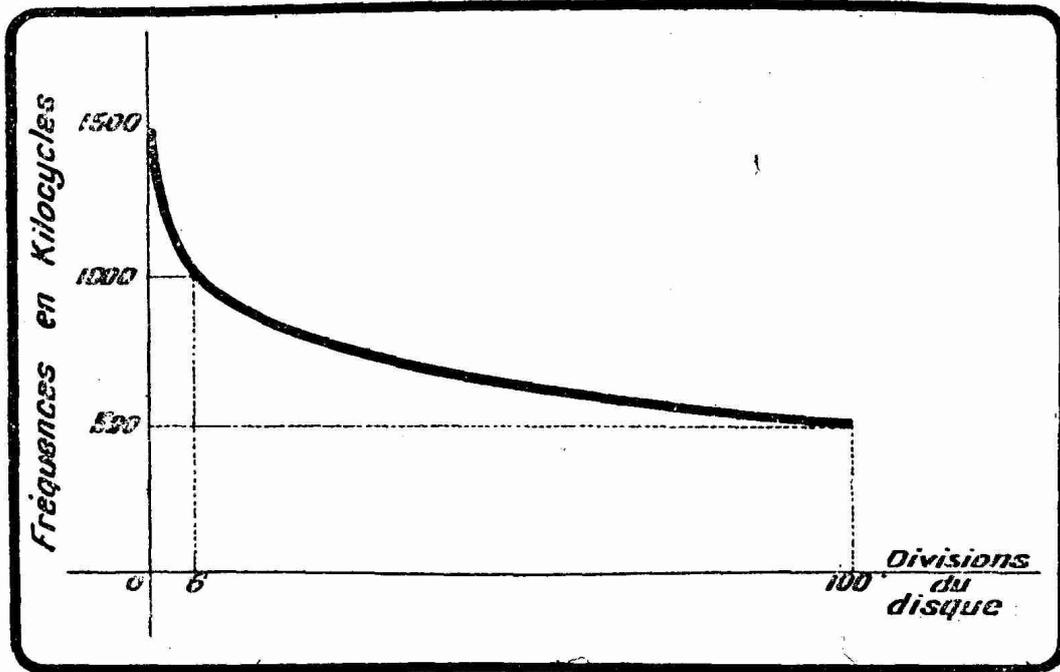


FIG. XV-11-13. — Courbe d'accord fournie par un condensateur VLC.

gueurs d'onde, nous avons pour ce même condensateur VLC la courbe de la figure XV-11-13. En admettant pour chaque station radiophonique un encom-

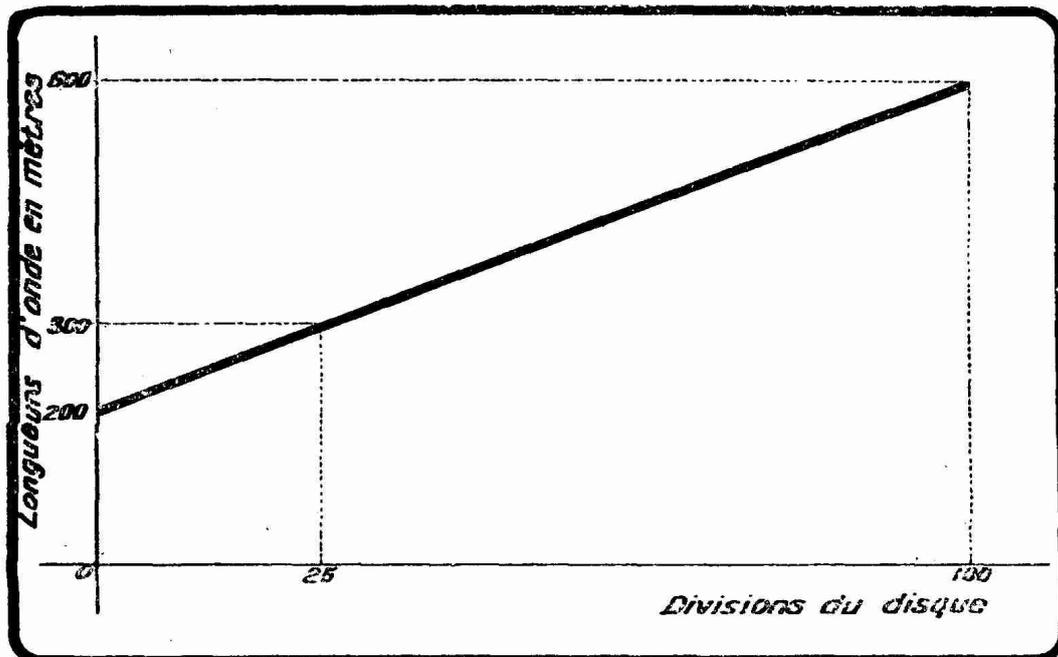


FIG. XV-11-14. — Courbe d'accord fournie par un condensateur VLL.

brement de 10.000 périodes, on peut envisager l'existence sans brouillages de 100 stations radiophoniques sur la bande 200-600 mètres. On voit sur la figure XV-11-13 que 50 de ces stations se trouveront sur le disque gradué de la divi-

sion 0 à la division 6, et les 50 autres de la division 6 à la division 100. Par conséquent, le condensateur VLC donne une très mauvaise répartition des longueurs d'onde et des fréquences.

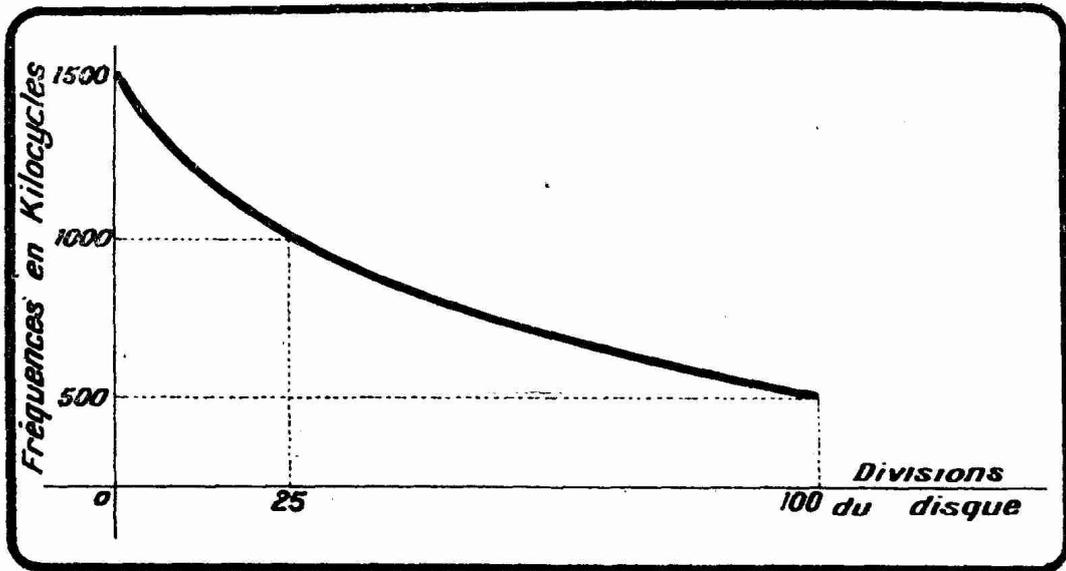


FIG. XV-11-15. — Courbe d'accord fournie par un condensateur VLC.

Passons au condensateur VLL. En considérant les longueurs d'onde, il donne le graphique de la figure XV-11-14, qui montre que ces longueurs d'onde sont uniformément réparties sur le disque gradué. Si nous portons en ordon-

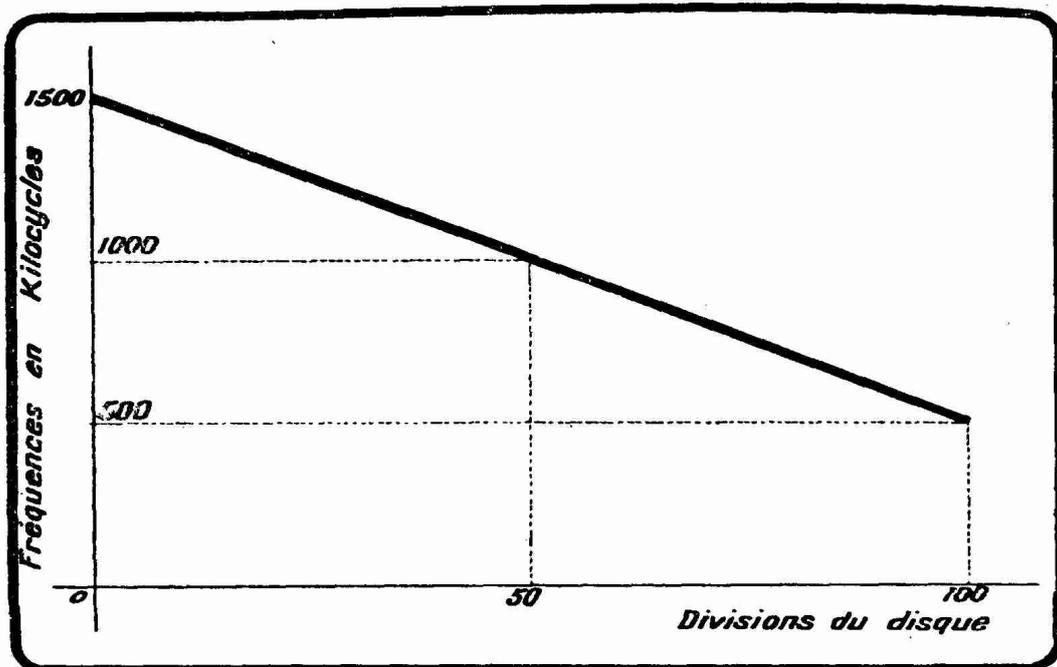


FIG. XV-11-16. — Courbe d'accord fournie par un condensateur VLF.

nées les fréquences, nous obtenons la figure XV-11-15. On a ici une meilleure répartition des fréquences que dans le cas de la figure XV-11-13, puisqu'en admettant, comme tout à l'heure, que 100 stations de radiodiffusion peuvent se loger sans chevauchement dans la bande 200-600, sur le disque gradué du

condensateur VLL, on trouvera 50 stations de 0 à 25 et les 50 autres de 25 à 100. La répartition est meilleure, mais n'est pas encore parfaite.

Arrivons maintenant au condensateur VLF. Le graphique obtenu en portant les fréquences en ordonnées est représenté par la figure XV-11-16. La

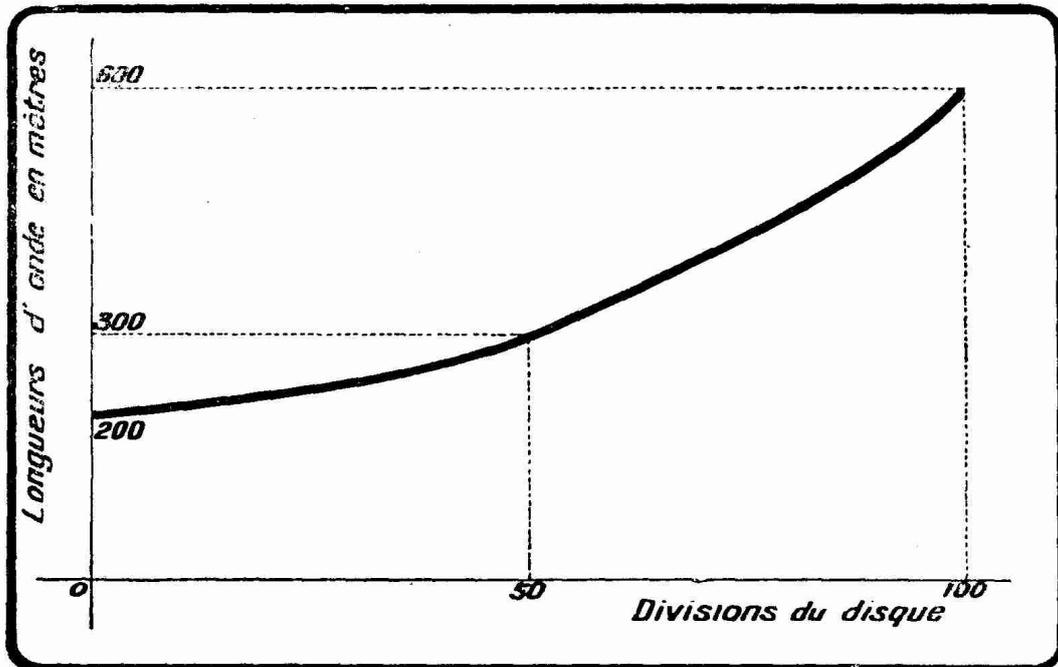


FIG. XV-11-17. — Courbe d'accord fournie par un condensateur VLF.

répartition des stations est ici parfaite ; dans notre hypothèse, il y aura sur le disque gradué cinquante stations de 0 à 50 et cinquante de 50 à 100, c'est-à-dire, pour la self considérée, une station à chaque division d'un bout à l'autre du cadran. La courbe des longueurs d'onde déduite de la courbe des fréquences est donnée figure XV-11-17. La répartition des longueurs d'onde, que l'on peut rechercher dans le cas d'un condensateur destiné à équiper un onde-mètre, est ici encore supérieure à la répartition donnée par un condensateur VLC.

REMARQUES. — 1° Dans les six courbes précédentes, nous n'avons pas tenu compte des petites irrégularités que l'on observe dans les 5 ou 10 premières divisions du disque, irrégularités que nous avons signalées.

2° Dans le calcul d'un profil de condensateur VLL ou VLF intervient la capacité propre du bobinage sur lequel le condensateur doit être branché. Cette capacité propre variant d'un bobinage à l'autre, il n'existe pas de profil universel de condensateur VLL ou VLF.

3° Il est intéressant de comparer les courbes de variation de la capacité des divers condensateurs VLC, VLL et VLF en fonction de l'angle de rotation des plaques mobiles, c'est-à-dire en fonction des divisions du disque gradué.

La figure XV-11-18 donne, à cet égard, tous les renseignements désirables.

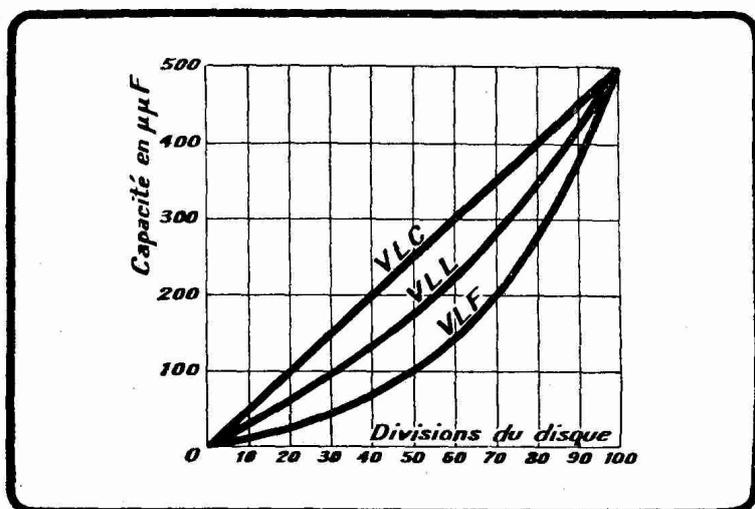


FIG. XV-11-18. — Représentation graphique de la variation de capacité d'un condensateur VLC, d'un condensateur VLL et d'un condensateur VLF.

On a imaginé des dispositifs spéciaux pour transformer un condensateur VLC ordinaire (lames semi-circulaires) en VLL ou VLF sans modifier le profil des lames mobiles. Ce sont en général des trains d'engrenages de profil spécial qui transforment le mouvement uniforme du bouton de commande en un

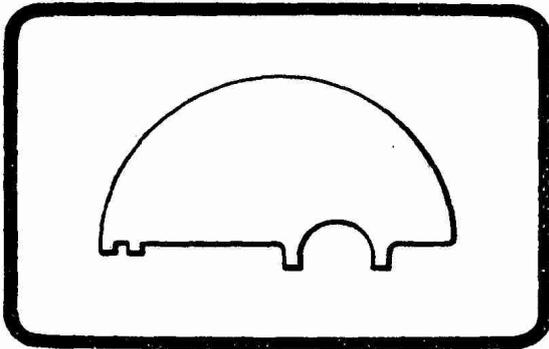


FIG. XV-11-19. — Profil d'une lame mobile de condensateur variable *mid-line*.

détermination exacte de ce profil est compliquée, exige la connaissance de la capacité répartie de la bobine sur laquelle doit être branché le condensateur et nécessite un outillage délicat et cher. Aussi beaucoup de constructeurs de condensateurs variables adoptent-ils à l'heure actuelle des lames mobiles à profil semi-circulaire, mais à axe centré aux  $2/3$  du diamètre. Le profil de lame mobile ainsi obtenu est intermédiaire entre le type VLL et le type VLF. C'est ce que les Américains appellent le profil *mid-line*.

A titre d'exemple, nous représentons figure XV-11-19 le profil de lame mobile d'un condensateur variable Geco de 380 pF. La figure XV-11-20 donne la courbe de variation de la capacité de ce condensateur en fonction de la rotation des lames mobiles.

mouvement accéléré suivant une loi correspondant à une variation linéaire de fréquence ou de longueur d'onde. Il s'agit le plus souvent de dispositifs démultiplieurs dont le rapport varie d'un bout à l'autre de la graduation du disque. Ces mécanismes ont été particulièrement étudiés aux Etats-Unis et en Suède. Nous n'y insisterons pas outre mesure, car ces dispositifs relèvent plutôt de la mécanique de précision que de la T.S.F.

Le profil VLF est le plus favorable électriquement. Malheureusement, il impose la disposition d'un espace libre assez important pour la rotation complète des lames mobiles qui présentent un « porte à faux » considérable. D'autre part, la

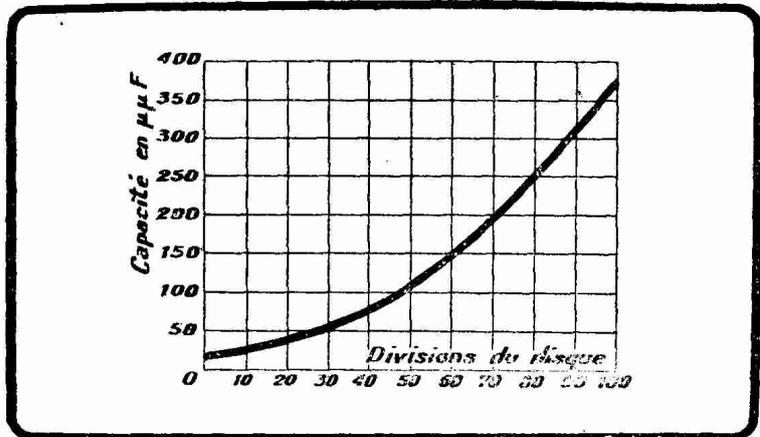


FIG. XV-11-20. — Variation de la capacité d'un condensateur Geco de 380 pF.

## § 12. — Réception sur cadre.

Dans les paragraphes précédents, nous avons supposé que la différence de potentiel appliquée à l'amplificateur faisant suite au système d'accord, était induite dans une bobine L montée en parallèle sur un condensateur variable C (circuit oscillant final). Cette induction se fait le plus souvent en partant d'une bobine  $L_1$  intercalée dans l'antenne. Le couplage entre  $L_1$  et L peut être indirect (L et  $L_1$  distinctes) ou direct (L et  $L_1$  confondues en partie ou en totalité), électromagnétique, électrostatique ou galvanique, s'effectuer par l'interposition d'un ou plusieurs circuits oscillants intermédiaires.

Une méthode d'accord — qui fut longtemps en faveur parmi les amateurs et qui conserve encore ses fervents — est celle de la *réception sur cadre*, qui ne nécessite pas d'antenne.

Un cadre et son condensateur d'accord constituent ce que nous avons appelé à propos de la figure XV-6-1, un circuit oscillant final, dans lequel la bobine L est remplacée par un enroulement (cadre) d'assez grand diamètre (30 à 100 cm), de forme polygonale ou circulaire. Un cadre et son condensateur variable d'accord se représentent schématiquement par la figure XV-12-1.

Etant un enroulement de fil conducteur, un cadre présente un coefficient de self-induction L. Si l'on considère l'ensemble cadre L condensateur C, l'ensemble LC constitue un circuit oscillant présentant une longueur d'onde de résonance donnée par la formule de Thomson.

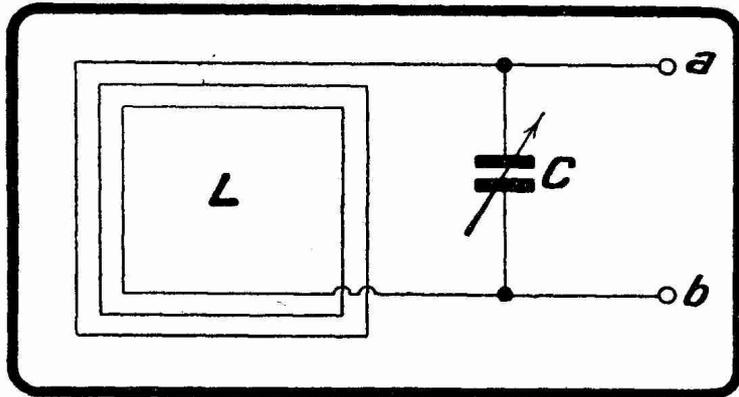


FIG. XV-12-1. — Schéma d'un accord sur cadre. L est le cadre, C le condensateur d'accord.

Plaçons un cadre L, muni d'un condensateur d'accord C, de telle manière que les plans de ses diverses spires puissent être considérés comme verticaux. Un cadre ainsi placé se trouve soumis à l'influence directe des champs électromagnétiques créés par les antennes d'émission. On constate qu'en branchant aux bornes *a* et *b* du cadre vertical de la figure XV-12-1 un amplificateur sensible, on réalise un ensemble récepteur permettant l'audition des stations les plus lointaines, la sélection s'opérant par la manœuvre du condensateur variable C. Quel est le mécanisme de la réception sur cadre ? Nous avons vu à propos des figures XIII-1-2 et XIII-5-1, que le champ électromagnétique se compose d'un champ électrique *e* vertical et d'un champ magnétique horizontal *m*. Ces deux champs varient à la fréquence de l'émission considérée. Nous sommes ainsi en présence d'un enroulement à travers lequel le flux électromagnétique varie ; il en résulte, d'après les lois classiques de l'induction, une force électromotrice alternative disponible aux bornes *a* et *b* de l'ensemble cadre L condensateur C.

Cette force électromotrice est maximum lorsque les deux conditions suivantes sont remplies :

1° Le cadre doit être accordé sur l'onde à recevoir (application de la formule  $\lambda = 1,885 \sqrt{LC}$ , dans laquelle on fait varier C).

2° Le cadre doit être traversé par le flux le plus intense possible ; cette dernière condition est réalisée lorsque le plan des spires du cadre passe par la station émettrice considérée. C'est elle qui a fait dire que le cadre présente un *effet directif*. Le cadre ne reçoit bien que les stations qui se trouvent dans le plan de ses spires ou au voisinage de ce plan. Nous allons voir que l'intensité d'une réception sur cadre est proportionnelle, toutes choses égales d'ailleurs, au cosinus de l'angle du plan des spires avec le plan du grand cercle passant par la station d'émission et le récepteur. On conçoit alors que l'usage du cadre permette d'augmenter considérablement la sélectivité d'une réception — par rapport à celle d'une réception comportant un accord en direct ou encore en Bourne — une station située, pour fixer les idées, dans la direction Nord pouvant être reçue sans brouillage du fait d'une station travaillant sur la même onde, ou du moins sur une onde très voisine, mais située dans la direction Est (1).

(1) Indépendamment de l'effet directif, la réception sur cadre est plus sélective que la réception sur antenne en direct, à cause du très faible amortissement présenté en général par un cadre bien construit.

La longueur d'onde propre d'un cadre est donnée par la relation bien connue :

$$\lambda_0 = 1,885 \sqrt{LC_0}$$

L étant le coefficient de self-induction du cadre en microhenrys,  $C_0$  sa capacité propre (capacité entre spires et connexions), exprimée en picofarads.

La longueur d'onde propre  $\lambda_0$  d'un cadre peut s'exprimer en fonction de la longueur  $l$  du fil qui le constitue par la relation :

$$\lambda_0 = al$$

dans laquelle  $a = 7$  pour des cadres à grand nombre de tours serrés et  $a = 4$  pour des pas d'enroulement plus grands et des nombres de tours moins élevés.

La capacité propre  $C_0$  proprement dite, est, dans le cas d'un cadre carré à grand nombre de tours, donné en centimètres par la relation :

$$C_0 = bc$$

$c$  étant le côté du cadre en centimètres et  $b$  une constante égale à 0,3 pour un cadre à grand nombre de spires et à 0,03 pour un cadre à une seule spire.

Pour diminuer la capacité du cadre par rapport au sol, il est important qu'il ne présente aucun côté parallèle à ce sol.

La résistance apparente totale d'un cadre est une fonction de la longueur d'onde qui croît très vite au fur et à mesure que l'on se rapproche de la longueur d'onde propre du cadre, c'est-à-dire de la longueur d'onde sur laquelle se trouve accordé le cadre lorsque le condensateur variable  $C$  de la figure XV-12-1 est au zéro. C'est ce qui résulte de mesures faites par M. Armagnat. On en conclut classiquement qu'il est préférable de ne pas utiliser un cadre pour des ondes inférieures au triple de son onde propre. La sensibilité des récepteurs modernes permet de transgresser cette règle dans d'assez larges limites, sans inconvénient notable.

### § 13. -- Théorie élémentaire.

Donnons quelques indications rapides sur la théorie élémentaire du cadre. On appelle *hauteur effective*  $h$  d'un cadre l'expression :

$$h = \frac{2\pi ns}{\lambda}$$

$n$  étant le nombre des spires du cadre,  $s$  la surface d'une spire (1),  $\lambda$  la longueur d'onde d'accord.

Avec un certain type de cadre qui fut jadis très populaire, on avait  $n = 11$ ,  $s = 0,22 \text{ m}^2$  (spire moyenne de 47 cm de côté).

Pour l'onde moyenne de 320 mètres, il venait :

$$h = \frac{6,28 \times 11 \times 0,22}{320} = 0,0475 \text{ m.}$$

La hauteur effective était de l'ordre de 5 centimètres, valeur très faible. En fait, la hauteur effective des cadres est toujours très faible ; même le  $h$  d'un très grand cadre de 3 mètres de côté dépasse à peine le demi-mètre.

On remarquera que ces hauteurs effectives sont de beaucoup inférieures à celles des antennes, même intérieures.

L'amplitude de la tension induite dans le cadre vertical accordé sur l'onde  $\lambda$ , c'est-à-dire la tension aux bornes  $a$  et  $b$  du cadre, est :

$$(1) \quad E_0 = Q e h \cos \theta$$

---

(1) Si l'on a affaire à un cadre dont les spires ne sont pas égales, on prend pour  $s$  la surface de la spire moyenne.

Q étant le coefficient de surtension  $\frac{\omega L}{R}$  (L self du cadre, R résistance (1) en

HF), e l'amplitude du champ électrique agissant sur le cadre, h la hauteur effective du cadre et  $\theta$  l'angle du plan du cadre avec le plan du grand cercle défini par la station d'émission et le lieu où se fait la réception.

En supposant avoir affaire à un cadre pour lequel  $S = 100$ , ce qui correspond à un bon cadre établi avec soin, et  $h = 0,05$  m, la relation (1) donne pour  $\theta = 0$ , c'est-à-dire  $\cos \theta = 1$  :

$$E_0 = 50.000 \mu V \quad \text{pour} \quad e = 10.000 \mu V/m \text{ (champ fort)}$$

et

$$E_0 = 250 \mu V \quad \text{pour} \quad e = 50 \mu V/m \text{ (champ faible).}$$

Les valeurs efficaces correspondantes sont :

$$E = 35.000 \mu V \quad \text{et} \quad E = 175 \mu V$$

Ces valeurs sont plus faibles, en général, que celle que l'on recueille aux bornes antenne-terre d'un récepteur utilisant l'antenne comme collecteur d'ondes : le cadre exige un récepteur très sensible.

Pour augmenter les valeurs de E, il faut, en supposant le cadre bien orienté (c'est-à-dire  $\theta = 0$ ) : 1° augmenter le coefficient de surtension S, ce qui conduit à recevoir avec le plus de self et le moins de capacité possible : 2° augmenter la hauteur effective h, ce qui revient à augmenter les dimensions géométriques du cadre.

La première condition est limitée par l'augmentation très rapide de la résistance en HF au voisinage de la fondamentale, que nous avons signalée il y a un moment ; la seconde par la nécessité d'une maniabilité acceptable.

La sélectivité que permet le cadre est inférieure à celle que procure un système d'accord du type présélecteur présentant un effet de filtre de bande. La courbe de résonance d'un cadre est identique à celle d'un circuit oscillant (fig. XIII-18-3) ; or celle du dispositif de la figure XV-7-10, par exemple, peut être rendue très voisine de la courbe D du groupe I de la figure XIII-22-3. C'est pour cette raison, jointe à la faiblesse de la hauteur effective, au très mauvais rendement sur ondes courtes d'un cadre à combinaisons, au défaut d'esthétique et à l'encombrement, que le cadre n'est plus guère utilisé dans les récepteurs de commerce.

Toutefois, depuis la dernière guerre, le cadre est à nouveau employé dans les récepteurs portatifs à lampes subminiatures : « Personal » américain, « Tom-Tit » français.

Le cadre reste, bien entendu, le collecteur d'ondes obligé de la radiogoniométrie.

#### § 14. — La radiogoniométrie.

L'effet directif des cadres a été le point de départ de toute une série d'applications groupées sous le nom de *radiogoniométrie*, ce qui, étymologiquement, signifie « mesure des angles par T.S.F. ».

Considérons une station d'écoute A munie d'un cadre (fig. XV-14-1). Cette station entend un certain poste émetteur dans la direction  $xy$ . Nous disons bien « direction » et non « sens », car le cadre ne permet pas de déterminer si le poste émetteur se trouve du côté  $x$  ou du côté  $y$  ; tout ce qu'il donne comme renseignement au chef du poste A est que l'émetteur recherché se trouve quelque part sur la ligne  $xy$  que l'on peut tracer sur la carte. Comment détermine-t-on pratiquement cette direction  $xy$ , en d'autres termes, comment le chef du poste A azimute-t-il l'émetteur à l'aide de son cadre ? Comme l'audition est, nous l'avons vu, proportionnelle au cosinus de l'angle du cadre et de

(1) R est constituée par la résistance du cadre elle-même et par la résistance série (habituellement faible) équivalente au branchement aux bornes a et b du condensateur C de la forte résistance d'entrée du récepteur (espace cathode grille). Voir sur les conséquences du branchement d'une résistance en parallèle sur un condensateur les développements de la page 193.

la direction du poste à repérer, la direction correspondant au maximum d'audition est délicate à déterminer avec précision, le cosinus, comme toute fonction d'une variable quelconque, variant lentement au voisinage de son maximum. C'est pourquoi, dans la pratique, on recherche le poste par l'extinction du son, extinction qu'il est possible de trouver très exactement, le cosinus variant rapidement au voisinage de zéro. La direction cherchée est, dans ces conditions, perpendiculaire au plan du cadre.

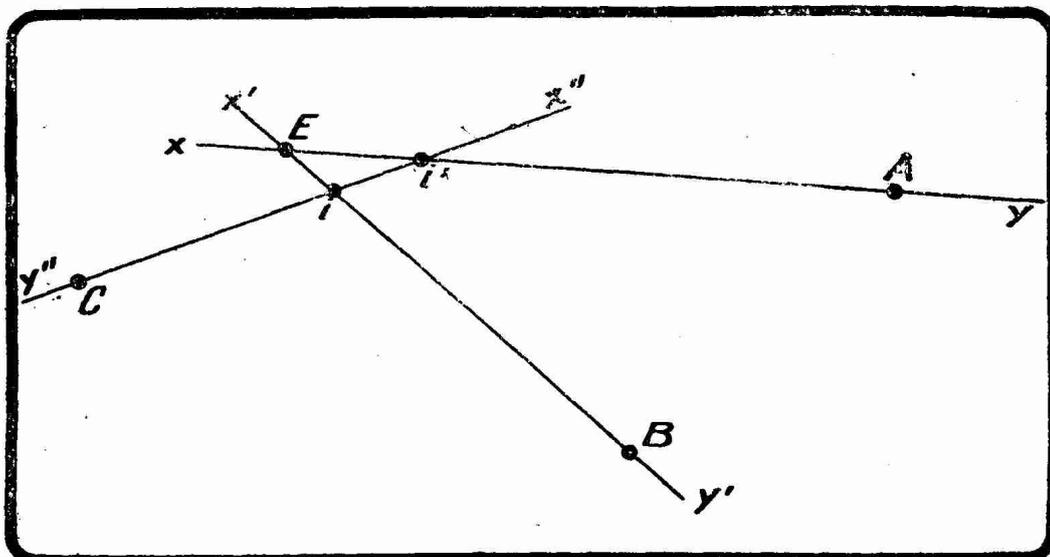


FIG. XV-14-1. — Relèvement radiogoniométrique.

Nous avons donc la direction  $xy$ , sur laquelle nous savons que se trouve le poste émetteur. Pour déterminer sa position exacte, suffit-il de déterminer, d'une autre station  $B$ , la direction  $x'y'$  dans laquelle, de cette station, on entend l'émetteur ? On pourrait croire, en effet, que l'intersection  $E$  des deux directions  $xy$  et  $x'y'$  donne l'emplacement cherché.

En réalité, les relèvements, pour être précis, doivent être faits par trois stations non en ligne droite. Si une troisième station d'écoute  $C$  relève le poste émetteur  $E$  de la figure XV-14-1, il y a toutes chances pour que la direction  $x''y''$  déterminée par le chef du poste  $C$  ne coupe pas  $xy$  et  $x'y'$  en  $E$ , mais bien en deux points distincts  $i$  et  $i'$ . Le poste émetteur à découvrir est alors, et cela avec une très bonne approximation, considéré comme se trouvant dans le triangle  $ii'E$ , dont la surface est d'autant plus réduite que les conditions dans lesquelles on a opéré sont meilleures.

Ainsi, grâce au cadre, le navire, l'avion, ne sont plus à la merci de la brume qui empêche leurs navigateurs de faire les observations nécessaires à la détermination du « point ». Pour qu'un navire, par exemple, fixe sa position radiogoniométriquement, il suffit qu'il détermine la direction de deux ou trois stations fixes qu'il entend et qu'il azimute. Un tracé très simple sur la carte ou encore un calcul classique (résolution des triangles sphériques) suffisent à lui donner, avec une bonne précision, l'endroit où il se trouve, renseignement précieux au voisinage des côtes <sup>(1)</sup>.

Les relèvements radiogoniométriques étaient déjà très pratiqués en 1914-18, car les postes émetteurs ennemis se trouvaient le plus souvent au voisinage

(1) Les capitaines ont à leur disposition deux méthodes pour effectuer le relèvement radiogoniométrique de leur position :

1° Relever eux-mêmes les azimuts des stations côtières ; c'est la méthode du texte, qui exige la présence d'un cadre à bord ;

2° Se faire relever par une organisation de deux ou trois stations côtières goniométriques ; cette dernière méthode ne nécessite pas de goniomètre à bord.

Les marins préfèrent en général la première méthode où toute la série des opérations de relèvement se fait sous leur contrôle immédiat.

immédiat d'un quartier général d'armée, de corps d'armée ou de division ; leur position exacte donnait donc des renseignements dont le deuxième bureau du G.Q.G. se montrait très friand. Pour donner une idée de la précision des relevés radiogoniométriques, nous dirons qu'il était courant de situer à 3 kilomètres près des postes allemands éloignés de 200 kilomètres.

Très facile pour des longueurs d'onde de 3.000 mètres et plus, faciles pour les petites ondes de la radiodiffusion (200 à 600 mètres), les repérages radiogoniométriques deviennent délicats en dessous de 100 mètres et pratique-tion des ondes très courtes. Le cadre n'est d'ailleurs pas le collecteur d'ondes qui convient avec OC.

REMARQUE. — L'extinction qui sert à déterminer pratiquement la direction du poste cherché est souvent peu nette : il n'y a même, dans certains cas, pas d'extinction à proprement parler, mais un minimum d'audition difficile à distinguer. D'autre part, l'audition varie d'intensité lorsqu'on fait subir au cadre, au moment du maximum, une rotation de 180°, alors que théoriquement, l'intensité devrait être la même. Ces phénomènes dus à certaines asymétries provoquées par des capacités parasites inégales entre les bornes *a* et *b* et le sol, contribuent à diminuer dans de grandes proportions la précision des relevements. Pour neutraliser ces effets, le Professeur Mesny a imaginé un dispositif spécial, le *compensateur*, qui porte son nom. Cet appareil est un condensateur variable à air de faible capacité constitué par une armature mobile *M* reliée à la terre et deux armatures fixes *F* et *F'* branchées respectivement

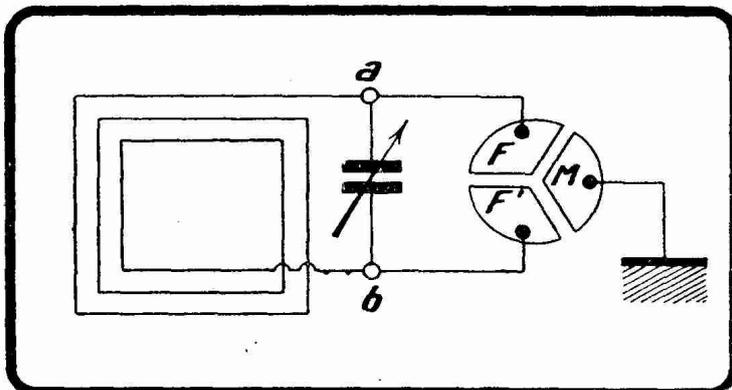


FIG. XV-14-2. — Neutralisation des capacités parasites par l'emploi d'un compensateur.

aux bornes *a* et *b* de l'ensemble cadre-condensateur d'accord (fig. XV-14-2). Le déplacement de *M* permet d'obtenir, sur un poste puissant, une extinction très nette de l'audition correspondant à des lectures au degré près. Cette mise au point faite, on ne touche plus au compensateur, qui se trouve réglé pour toutes les émissions. Le compensateur doit être réglé à nouveau lorsque l'on change de récepteur, de casque, de batteries, d'opérateur...

Les cadres anciennement utilisés par les amateurs ne comportaient pas de compensateur, dont ils n'auraient d'ailleurs eu que faire, les relevements goniométriques n'étant pas ici en question. Aussi observe-t-on toujours avec ces cadres un effet directionnel asymétrique dû aux différences de capacité des bornes *a* et *b* par rapport au sol : il y a, pour un branchement donné du cadre au récepteur, une certaine tranche qui, tournée vers l'émetteur à recevoir, donne une audition plus forte, toutes choses égales d'ailleurs, que si on plaçait le cadre dans la position obtenue par une rotation de 180 degrés. C'est ce que l'on appelle l'*effet d'antenne du cadre*. Il est d'autant plus prononcé que le cadre est de plus grandes dimensions. Cette particularité est bonne à connaître des amateurs, afin qu'ils sachent qu'il ne suffit souvent pas qu'un cadre soit orienté dans la direction de la station à écouter, mais encore qu'il faut déterminer la tranche du cadre qui doit être tournée vers cette station pour donner le maximum d'audition.

### § 15. — Utilisation des cadres par l'amateur.

La réception sur cadre donne aux bornes *a* et *b* de l'ensemble cadre-condensateur d'accord une force électromotrice alternative d'amplitude moins forte que celle que l'on obtiendrait aux bornes d'un circuit d'accord couplé à une antenne. C'est pour cette raison que la réception sur cadre exige des montages très sensibles comportant avant la détection une amplification haute fréquence importante, ou bien encore des montages spéciaux donnant une amplification puissante comme la superréaction et les changeurs de fréquence. Il n'est guère à conseiller, sauf au voisinage immédiat d'une station d'émission, de faire suivre un accord sur cadre par une simple et unique détection à lampe, et encore moins d'une détection sur galène.

Sur un récepteur soigné le cadre donne, plus facilement que l'antenne, une réception sélective. Ce fut longtemps le collecteur d'ondes favori de l'amateur « bricoleur ».

*Mais les exigences accrues de sélectivité des récepteurs à changement de fréquence modernes et l'inadaptation du cadre à la réception des gammes d'ondes courtes, ont fait perdre à celui-ci sa vogue de naguère.*

Pour adapter un schéma comportant une amplification haute fréquence à la réception sur cadre, il suffit de remplacer par le cadre la bobine du circuit oscillant qui se trouve dans la grille de la première lampe (circuit oscillant final).

REMARQUES IMPORTANTES. — I. Lorsque l'on réunit les deux bornes *a* et *b* du cadre de la figure XV-12-1 à l'entrée d'un amplificateur, il faut avoir soin de ne pas le faire par du fil torsadé deux conducteurs genre fil lumière. Par suite de la proximité de deux fils sur un assez long parcours, on réalise une importante capacité dont l'effet vient s'ajouter à celui du condensateur d'accord C et limite inférieurement la bande des longueurs d'onde recevables. Un modèle de fil torsadé que nous avons eu entre les mains présentait une capacité de 750 picofarads par mètre. Il est nécessaire que les fils de liaison soient nettement séparés.

II. Le cadre étant en fin d'analyse une bobine de self-induction ordinaire, il est indispensable de le traiter avec le même souci de l'élimination des pertes. Il est en particulier très mauvais de placer le dispositif récepteur proprement dit (amplificateur) à l'intérieur du cadre.

## LIVRE XVI

---

# LES LAMPES

---

Nous avons vu que le but essentiel de la réception est de détecter un courant alternatif de fréquence élevée disponible aux bornes d'un circuit d'accord. Cette détection permet d'actionner un téléphone, un casque, un haut-parleur, en un mot, tous les appareils chargés de rendre perceptibles à notre sens de l'ouïe, en général par la vibration mécanique d'une membrane, les émissions radiotélégraphiques ou radiotéléphoniques.

Nous avons vu également que les courants haute fréquence disponibles aux bornes du circuit d'accord, n'ont pas toujours une amplitude suffisante pour agir sur le détecteur, dont la sensibilité n'est pas infinie. Il est donc avantageux de disposer d'un montage permettant d'amplifier les courants avant détection. On appelle un tel dispositif *amplificateur haute fréquence* ou, par abréviation, *ampli HF*. A la sortie du détecteur, on peut disposer d'un courant redressé trop faible pour actionner d'une manière satisfaisante le casque ou le haut-parleur ; ainsi, il y a également intérêt à pouvoir amplifier les courants après détection ; c'est là le rôle de l'*amplificateur basse fréquence* ou *ampli BF*.

Un ensemble moderne de réception se compose donc, dans l'ordre, d'un dispositif d'accord, d'une amplification HF, d'une détection, d'une amplification BF et, enfin, d'un récepteur téléphonique (casque ou haut-parleur).

Seules sont théoriquement facultatives l'amplification HF et l'amplification BF ; mais en pratique, elles sont toujours mises en œuvre dans les récepteurs modernes.

Nous avons étudié précédemment certains détecteurs ainsi que les circuits d'accord classiques, mais nous n'avons pas rencontré encore de montages amplificateurs en haute fréquence ou en basse fréquence. Les montages de cette nature sont exclusivement fondés, à l'heure actuelle, sur l'emploi judicieux d'organes spéciaux appelés *lampes* ou *tubes à vide*.

Ces lampes ou tubes à vide, dont il existe aujourd'hui de nombreuses variétés, permettent non seulement de réaliser des amplificateurs très sensibles et très puissants, mais encore de détecter des oscillations HF. Elles possèdent aussi, outre leurs propriétés « amplificatrice » et « détectrice », la propriété oscillante, c'est-à-dire la propriété d'engendrer des ondes entretenues d'une grande pureté et d'une longueur d'onde pouvant descendre dans les environs du décimètre, chose que l'on ne peut faire avec un arc ou un alternateur haute fréquence.

La lampe de T.S.F. n'est pas tout entière l'œuvre d'un seul homme : de nombreux physiciens et industriels ont contribué à lui donner sa forme ou, plutôt, ses formes actuelles.

L'Anglais John Amboise Fleming utilisa l'effet Edison — que Richardson avait expliqué, et que nous avons rencontré dans notre brève étude des électrons — dans la valve à deux électrodes (cathode et anode) <sup>(1)</sup> qui porte son nom

---

(1) Les termes **cathode** et **anode**, qui indiquent le sens de branchement des électrodes à la source d'alimentation haute tension, tendent à se substituer aux termes **filament** et **plaque**, fondés sur la forme desdites électrodes.

et que l'on appelle aussi lampe diode (1905). C'est l'Américain Lee de Forest qui eut l'idée d'adjoindre à la cathode et à l'anode d'une diode, une troisième électrode : la grille (1907), électrode de commande électrostatique. Lee de Forest ne semble pas s'être aperçu immédiatement de l'importance de son invention, qui ne commença à attirer l'attention des techniciens de la T.S.F. que vers la fin de 1910 et, surtout, à partir de 1913.

La première lampe à trois électrodes, ou lampe triode, fut appelée « lampe audion » par son inventeur, qui l'utilisait à la détection. La forme primitive de la lampe française (cathode rectiligne, grille en spirale et anode cylindrique coaxiales) lui a été donnée pendant la guerre dans une usine des environs de Lyon (Etablissements Grammont).

C'est la guerre de 1914-1918 qui a marqué l'entrée de la triode dans la phase des utilisations pratiques. Depuis, la lampe n'a cessé de se perfectionner. C'est ainsi que, non seulement, la forme des électrodes, mais encore l'aspect extérieur général de la triode, ont profondément évolué. Il y a loin des lampes TM à ampoule de verre sphérique de 1918, aux lampes tubulaires modernes américaines à « ampoule » métallique, aux types très divers et aux caractéristiques très poussées.

La structure interne du tube à vide a été modifiée non seulement par l'abandon de la forme cylindrique dans le façonnage de la grille et de l'anode, mais aussi, mais surtout, par les successives adjonctions à la grille de Lee de Forest, d'une deuxième grille (tétrode ou bigrille de Langmuir, 1913 et, surtout, de W. Schottky, 1916), d'une troisième grille (pentode ou trigrille de Tellegen, 1925), d'une quatrième grille (hexode de la Telefunken Gesellschaft, 1932), d'une cinquième grille (heptode américaine, 1933) et même d'une sixième grille (octode Philips, 1934).

Ces perfectionnements successifs, ces lampes nouvelles, impatientement attendues chaque année par les spécialistes, contribuent à faire de la technique de la lampe — d'où dépendent en première ligne les progrès réalisables en réception et en émission — un ensemble très vaste, en continuelle évolution, aux applications qui débordent de plus en plus du cadre de la T.S.F. proprement dite.

La lampe moderne prend, en définitive, l'aspect d'un dispositif diode de base, constitué par une cathode (filament) et une anode (plaque), entre les électrodes duquel se placent, suivant les types, de une à six grilles.

Nous allons étudier successivement :

1° La lampe à deux électrodes ou *diode*, qui nous donnera l'occasion d'examiner les différents types de cathode et les propriétés émissives des divers corps, de définir le courant de saturation et de passer en revue les valves de redressement à vide et à gaz.

2° La lampe à trois électrodes ou *triode*, qui nous fera lier connaissance avec les caractéristiques fondamentales (pente, coefficient d'amplification, résistance interne), qui nous familiarisera avec les courbes caractéristiques, et dont nous étudierons en détail les fonctions essentielles : amplificatrice, oscillatrice et détectrice.

3° Les dérivées immédiates de la triode, formes les plus modernes du tube à vide :

la lampe à quatre électrodes ou *tétrode*, lampe bigrille, lampe à écran à pente fixe et à pente variable :

la lampe à cinq électrodes ou *pentode*, qui permet une amplification basse fréquence à haut rendement et règne en maîtresse dans l'amplification avant détection ;

la lampe à six électrodes ou *hexode* qui apporte une élégante solution au problème de la commande automatique de volume ;

la lampe à sept électrodes ou *heptode* qui a apporté au délicat problème du changement de fréquence par une lampe la première solution véritablement pratique, et qui, considérée comme un perfectionnement de l'hexode, permet de

réaliser le changement de fréquence par deux lampes dans des conditions idéales, et autorise la mise en œuvre de dispositions particulières comme l'antiparasite Lamb et l'épanouissement sonore.

Enfin la lampe à huit électrodes ou *octode* <sup>(1)</sup>, qui constitue, dans le domaine du changement de fréquence par une lampe une variante appréciée de l'heptode.

En possession de la théorie complète de la lampe nous pourrions passer à l'examen détaillé des montages récepteurs modernes (amplification directe et superhétérodynes), ainsi que des émetteurs radiotélégraphiques et radiotéléphoniques utilisables par les amateurs et professionnels.

---

(1) Nous avons rétabli la terminologie consacrée par l'usage : pentode, hexode, etc., à la place des termes : pentaode, hexaode, etc., employés par Paul Berché. (Note de l'auteur de la revision générale.)

## CHAPITRE PREMIER

**LA LAMPE A DEUX ELECTRODES. CHARGE D'ESPACE.  
SATURATION. LES CATHODES. VALVES DE REDRESSEMENT**

**§ 1. — Conventions générales. Constatation du courant de saturation.**

Réalisons le dispositif de l'expérience d'Edison (fig. XVI-1-1) et insérons dans le circuit de l'anode une batterie B (accumulateurs ou piles) d'environ 120 volts qu'un système de prises permet d'introduire en totalité ou en partie dans ledit

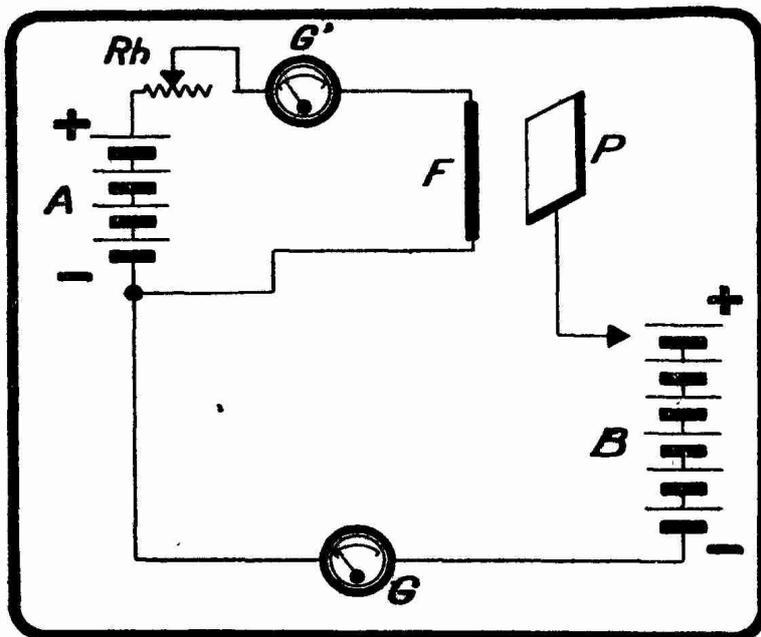


FIG. XVI-1-1. — Montage d'une diode pour la mise en évidence du courant de saturation.

circuit d'anode. Ce circuit contient, en outre, un milliampèremètre G, gradué de 0 à 50. Le circuit de chauffage de la cathode, que nous supposons chauffée directement par le courant électrique qui la traverse, comprend la cathode F, une batterie A de 6, 4 ou 2 volts suivant les cas, un rhéostat Rh de quelques ohms et un ampèremètre G' gradué de 0 à 1 ampère.

DANS LA SUITE DE CET OUVRAGE, QU'IL S'AGISSE DE LAMPES A DEUX, TROIS, QUATRE, CINQ, SIX ÉLECTRODES OU PLUS, LAMPES ISOLÉES OU GROUPÉES, NOUS DÉSIGNERONS :

**I. — DANS LE CAS D'UN CHAUFFAGE DIRECT DE LA CATHODE (1) :**

1° LA SOURCE DE CHAUFFAGE (2), QUI EST EN GÉNÉRAL DE 4, 2 OU 1,5 VOLTS CONTINU, PAR LA LETTRE A ;

2° LA SOURCE DE TENSION ANODIQUE (3), QUI EST POUR LES LAMPES BATTERIES MODERNES COMPRIS ENTRE 120 ET 150 VOLTS, PAR LA LETTRE B.

En conséquence :

- + A désignera la borne positive de la source de chauffage.
- A la borne négative de la source de chauffage.
- + B la borne positive de la source de tension d'anode.
- B la borne négative de la source de tension d'anode.

**II. — DANS LE CAS D'UN CHAUFFAGE INDIRECT DE LA CATHODE :**

1° LA SOURCE DE CHAUFFAGE, QUI EST, EN GÉNÉRAL, DE 6,3, 4 OU 2,5 VOLTS EFFICACES PAR LE SECONDAIRE DU TRANSFORMATEUR DE CHAUFFAGE OU PAR LES CONNEXIONS MARQUÉES XX DE CE SECONDAIRE ;

(1) Cas général des lampes batteries et de certaines lampes secteur amplificatrices B.F.  
(2) Piles, accumulateurs ou bloc d'alimentation (redressement et filtrage) sur secteur alternatif.

(3) Alternatif brut dévolté dans le cas très général d'un secteur alternatif.

2° LA SOURCE DE TENSION ANODIQUE (1), QUI EST POUR LES LAMPES SECTEUR MODERNES DE 250 VOLTS ET POUR LES LAMPES BF DE PUISSANCE DE 250 A 500 VOLTS, INDIFFÉREMMENT PAR LES LETTRES HT OU PAR LA LETTRE B.

En conséquence :

+ HT (ou + B) désignera la borne positive de la source de tension anodique.

— HT (ou — B) la borne négative de la source de tension anodique.

Nous avons vu à propos de l'effet Edison, qu'un courant ne peut s'obtenir dans le circuit anodique qu'à deux conditions : la cathode F doit être incandescente et l'anode P positive par rapport à la cathode, ce qui revient à dire que l'anode doit être réunie à un pôle « plus » de la batterie B, le pôle « moins » étant branché à la cathode, en l'occurrence au moins de la batterie A. Dans tout ce qui suit, nous comparerons toujours les potentiels de l'anode, et éventuellement des grilles, à l'extrémité négative de la cathode, que nous adoptons, par conséquent, comme potentiel zéro. Dans le cas d'une cathode équipotentielle, qui se rencontre dans les lampes à chauffage indirect, les potentiels seront comparés purement et simplement à ladite cathode.

Nous ne reviendrons pas dans ce paragraphe sur l'explication de la conductibilité de l'espace cathode-anode ; contentons-nous pour le moment de constater les phénomènes et de donner quelques définitions importantes.

Prenons d'abord le cas d'une cathode en tungstène ou en tungstène thorié. Supposons pour fixer les idées que nous disposions d'une lampe à cathode en tungstène pur.

A l'aide du rhéostat Rh, chauffons la cathode F sous une intensité de 0,6 ampère par exemple, intensité contrôlée à l'aide de l'ampèremètre G'. Nous laissons cette intensité fixe à cette valeur et nous faisons varier la tension plaque de 0 à 120 volts. A chaque valeur de la tension d'anode correspond un certain courant anodique. Nous pouvons établir la courbe de variation du courant anodique en fonction de la tension d'anode. A cet effet, traçons deux axes rectangulaires OX et OY. Sur l'axe OX portons les valeurs de la tension d'anode en volts ; sur OY les valeurs du courant anodique en milliampères (figure XVI-1-2). On obtient ainsi la courbe OC. On voit que cette courbe, au delà d'une certaine valeur de la tension d'anode (40 volts par exemple), devient parallèle à l'axe OX. Cela s'exprime en langage clair en disant que, pour le chauffage considéré et au delà de 40 volts anode, l'intensité du courant d'anode n'augmente plus et reste constante. Supposons que ce courant soit de 12 milliampères, c'est le *courant de saturation* pour le chauffage considéré de 0,6 ampère.

Ce courant de saturation dépend uniquement, pour une lampe donnée, du chauffage de la cathode. Si nous faisons la même expérience après avoir diminué un peu le nombre des spires du rhéostat introduites dans le circuit de chauffage, et observé par exemple à l'ampèremètre G' un courant de 07 ampère, nous aurions obtenu la courbe OC' présentant un courant de saturation de par exemple 25 milliampères. Ce courant de saturation est atteint pour une valeur

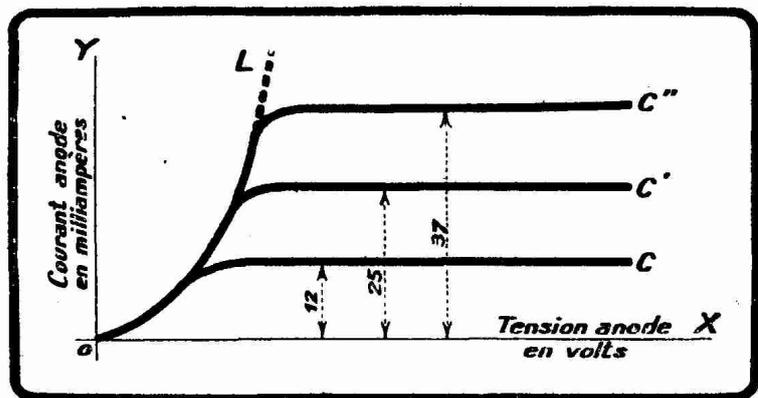


FIG. XVI-1-2. — Courbes de variation du courant d'anode en fonction de la tension d'anode. Cas d'une cathode en tungstène pur. Il y a saturation nette.

(1) Bloc d'alimentation (redressement et filtrage) sur secteur alternatif.

de la tension d'anode plus élevée que tout à l'heure, 70 volts par exemple (fig. XVI-1-2).

Ce qu'il importe de retenir ici est que l'espace cathode-anode ne se comporte pas comme une résistance ohmique ordinaire, par suite de l'existence du courant de saturation. Si, par une approximation qui, en pratique, est justifiable, on assimile la partie ascendante (1) de la caractéristique à une droite, il peut être question d'une résistance ohmique fixe de l'espace cathode-anode ; c'est ce que l'on appelle *résistance interne* (ou mieux résistance dynamique) de la lampe, ici lampe à deux électrodes. Dès que l'on atteint la saturation, la résistance interne varie avec la tension d'anode.

Ce qui précède concerne le cas d'une cathode de tungstène ou de thorium pur (lampe à chauffage direct). La saturation apparaît brusquement ainsi que le montrent les courbes C, C', C'' de la figure XVI-1-2.

Pour une cathode en tungstène thorié et surtout pour une cathode recou-

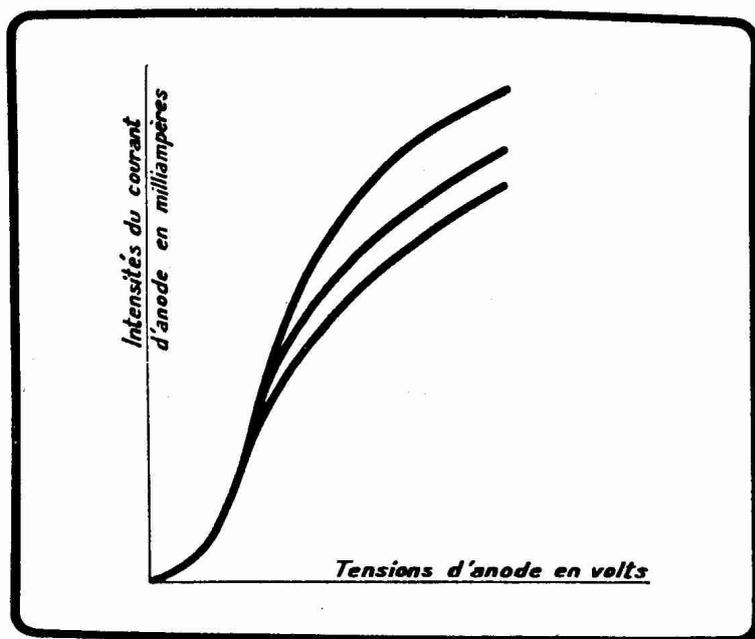


FIG. XVI-1-3. — Courbe de variation du courant d'anode en fonction de la tension d'anode. Cas d'une cathode à tungstène thorié ou à oxyde. Il n'y a pas saturation nette.

verte d'une couche d'oxyde de baryum ou de strontium, c'est-à-dire pour une cathode à oxyde (cas général des lampes à chauffage indirect, cas de quelques lampes à chauffage direct), l'effet de saturation se marque de manière beaucoup moins brusque et même, à proprement parler, on ne parvient pas le plus souvent à observer la cessation complète de l'augmentation du courant d'anode. Lorsque la tension d'anode croît, le courant anodique continue à augmenter comme le montre la figure XVI-1-3, et ce jusqu'à la destruction de la surface émissive ou de son support. Il y a donc intérêt avec les lampes modernes (2) — en très grand nombre munies d'une cathode à oxyde — à ne jamais dépasser les tensions anodiques permises par le constructeur si l'on ne veut pas risquer d'abrèger dans des proportions considérables la vie de la cathode. Nous n'engageons pas, en conséquence, nos lecteurs à réaliser, avec des lampes à cathode à oxyde, l'expérience de la figure XVI-1-1 et à chercher à tracer des courbes telles que celles des figures XVI-1-2 et XVI-1-3.

## § 2. — Emission électronique d'une cathode. Mécanisme de production du courant de saturation. Effet de charge d'espace.

Reportons-nous à la disposition de la figure XVI-1-1. Supposons un électron de masse  $m$  apparaissant à la surface libre de la cathode incandescente  $F$ . Soit  $E_a$  la tension appliquée à l'anode  $P$ , c'est-à-dire la différence de potentiel entre

(1) Cette partie ascendante, nous le verrons à propos de l'équation de Langmuir, est une parabole semi-cubique.

(2) Les considérations relatives au courant de saturation s'appliquent évidemment non seulement aux circuits d'anode des lampes à 2 électrodes, mais aussi à ceux des lampes à 3, 4, 5, 6, etc., électrodes, c'est-à-dire à toutes les lampes utilisées à l'heure actuelle.

P et F. Soit  $e$  la charge de l'électron. La vitesse  $v$  que l'attraction de l'anode positive communique à l'électron est donnée par la relation :

$$(1) \quad v = \sqrt{2 \frac{e}{m} E_a}$$

Nous savons que l'on a  $m = 9.10^{-28}$  g et  $e = 10^{-10}$  uescgs. En unités électromagnétiques CGS (uemcgs), on a :  $e = 1,56.10^{-20}$ , valeur obtenue en divisant la valeur en uescgs par  $3.10^{10}$ .

En portant  $m$  et  $e$  (uemcgs) dans la relation (1), on trouve :

$$(2) \quad v = 600 \sqrt{E_a}$$

$v$  s'obtient en kilomètres par seconde lorsque  $E_a$  est exprimé en volts. Le tableau ci-dessous donne les valeurs de  $v$  correspondant à une série de valeurs usuelles de  $E_a$ .

$E_a$ en volts	$v$ en km/s
1	600
2	850
5	1.340
10	1.900
100	6.000
200	8.500
1.000	19.000
10.000	60.000

La vitesse avec laquelle les électrons parcourent la distance séparant la cathode de l'anode est très grande, pratiquement de l'ordre de quelques milliers de km par seconde.

Cette vitesse considérable avec laquelle les électrons sont projetés sur l'anode, bombardent l'anode, donnent à l'énergie cinétique  $0,5 \text{ mv}^2$  desdits électrons des valeurs suffisantes pour échauffer cette anode et la porter à des températures de l'ordre de 500 à 1.500°, températures que l'on estime par la gamme classique des teintes allant du rouge sombre (700°) au blanc éblouissant (1.500°). Les températures élevées auxquelles sont portées les anodes des lampes d'émission et de redressement (tension  $E_a$  élevées, donc vitesses  $v$  élevées) peuvent avoir l'inconvénient d'en amener la fusion.

Le nombre d'électrons quittant la cathode conditionne le courant traversant l'espace cathode-anode, courant décelé figure XVI-1-1 par le galvanomètre (milliampèremètre) G. Ce courant varie en fonction de la tension d'anode comme l'ont mis en évidence les courbes de la figure XVI-1-2.

Comment expliquer l'existence du courant de saturation, courant de saturation qui n'a d'existence physique nette que dans le cas d'une cathode en tungstène ou en tungstène thorié ? Et, en général, comment expliquer l'allure des courbes de la figure XVI-1-2 ?

Pour une température donnée du filament il existe une certaine émission électronique qui peut se traduire par le nombre  $N$  d'électrons émis en une seconde par l'unité de surface du filament. Un certain nombre de ces électrons sont attirés vers l'anode avec une vitesse qui dépend de la tension appliquée à l'anode comme le montre la relation (1). Ce sont ces électrons dont les charges se neutralisent sur l'anode qui créent le courant anodique.

Le nombre  $N'$  d'électrons absorbés par l'anode augmente avec la tension d'anode. Tant que  $N'$  est inférieur à  $N$ , toute augmentation de la tension d'anode se traduit par une augmentation de  $N'$ , c'est-à-dire une augmentation de courant d'anode (parties ascendantes des courbes OC et OC' de la figure XVI-1-2). Lorsque  $N'$  atteint la valeur  $N$ , le courant anodique n'augmente plus avec la

tension d'anode (partie horizontale des courbes de la figure XVI-1-2), car ce n'est pas cette tension qui provoque une émission plus forte de la part de la cathode. On dit alors que le courant d'anode a atteint sa *saturation*. A la saturation, les électrons émis par la cathode sont tous absorbés par l'anode au fur et à mesure de leur production. Dans ces conditions pour augmenter le courant d'anode, il faut augmenter  $N$ , c'est-à-dire augmenter la température de la cathode. Avant la saturation l'augmentation du courant d'anode ne dépend pas de la température de la cathode, mais exclusivement de l'augmentation de la tension de l'anode.

Lorsque la tension de l'anode est inférieure à la valeur  $E_a$  correspondant à la saturation, tous les électrons émis par la cathode ne sont pas absorbés, neutralisés par l'anode. Les électrons non absorbés par l'anode créent entre celle-ci et la cathode un « nuage », une zone chargée négativement, laquelle tend à repousser les électrons qui continuent à être émis par la cathode. Cette charge négative que prend l'espace cathode-anode et qui s'oppose à l'attraction de l'anode, s'appelle l'*effet de charge d'espace* ou encore *effet de charge spatiale*.

### § 3. — Relations de Richardson, de Dushman et de Langmuir.

Appelons  $I_s$  le courant de saturation et  $T$  la température absolue <sup>(1)</sup> à laquelle se trouve portée la cathode par le passage du courant de chauffage. O. W. Richardson a montré en 1909 que ces deux quantités sont liées par la relation :

$$(1) \quad I_s = Sa \sqrt{T} e^{-\frac{b_0}{T}}$$

dans laquelle  $S$  est la surface de la cathode en  $\text{cm}^2$ ,  $e$  est la base des logarithmes népériens ( $e = 2,71828\dots$ ),  $a$  et  $b$  sont les constantes <sup>(2)</sup> de Richardson représentant respectivement le nombre d'électrons dans l'unité de volume et le facteur de proportionnalité de la « chaleur de formation » des électrons <sup>(3)</sup>. C'est  $b$  qui, des deux constantes électroniques d'un corps émissif, est la plus importante : elle paraît en exposant dans la relation donnant le courant d'anode.

En 1922, Saul Dushman donna à l'équation de Richardson la forme :

$$(2) \quad I_s = SAT^2 e^{-\frac{b_0}{T}}$$

Dans cette relation (2) le facteur  $A$  est, conformément à la théorie de Sackur et Tetrode, une constante ( $60,2 \text{ A/cm}^2$ ) pour toutes les cathodes dont la surface est constituée de métaux simples.

Le tableau ci-dessous donne les valeurs les plus communément adoptées pour les constantes  $a$ ,  $A$ ,  $b$ ,  $b_0$  des relations précédentes.

	a	b	A	$b_0$
Tungstène .....	$2,26.10^7$	52.600	60,2	52.600
Molybdène .....	$2,2.10^7$	50.000	60,2	50.000
Tantale .....	$1,4.10^7$	50.000	60,2	47.800
Thorium sur tungstène	$3,49.10^7$	35.600	7	31.400
Oxyde de baryum ...	$1,1.10^8$	19.600	0,01	12.000
Oxyde de calcium ..	$4,27.10^7$	28.400	0,001	16.000
Oxyde de strontium ..	$5,02.10^7$	24.900	0,001	12.000

(1) La température absolue est égale à la température ordinaire à laquelle on ajoute  $273^\circ$ . Le zéro absolu correspond ainsi à  $-273^\circ$ . La température absolue se mesure en degrés absolus ou degrés K (degrés Kelvin).

(2) « Constantes » pour un corps donné constituant la surface émissive de la cathode.

(3) L'équation de Richardson, qui exprime en somme la loi « d'évaporation » des électrons d'un corps chauffé, est analogue à l'équation de Clausius-Clapeyron donnant la tension de vapeur au-dessus d'un liquide.

On voit que le «  $b_0$  » du thorium et surtout celui des oxydes est inférieur au «  $b_0$  » du tungstène. D'où un moyen d'obtenir une certaine émission électronique sans chauffer outre mesure la cathode en constituant cette cathode par du tungstène thorié ou recouvert d'une couche d'oxyde de baryum. C'est là le principe sur lequel sont fondées les cathodes (ou filaments) des lampes de réceptions utilisées à l'heure actuelle.

La matière émissive des cathodes à chauffage indirect est un mélange d'oxyde de baryum et d'oxyde de strontium. On a dû adopter pour ces cathodes une substance émissive à faible  $b_0$  à cause de l'impossibilité où l'on se trouve de porter ces cathodes à la température élevée qui serait exigée si elles étaient en tungstène ou même en tungstène thorié.

En 1913, Langmuir montra que, pour des tensions anodiques correspondant à des intensités inférieures à la valeur de saturation, c'est-à-dire lorsque se fait sentir l'effet de charge d'espace, le courant  $I$  dans le circuit d'anode et la tension  $E_a$  appliquée à l'anode, sont liés par la relation :

$$(3) \quad I = \frac{1}{B} E_a^{1,5}$$

Si l'on porte dans (3) la valeur  $I = I_s$  donnée par (2), on obtient la tension de saturation  $E_a$ , tension d'anode à partir de laquelle le courant d'anode n'augmente plus.

Le coefficient de proportionnalité du second membre de (3) a été mis sous la forme fractionnaire par divers auteurs notamment H. Rukop, afin qu'il soit d'une écriture plus simple.  $B$  dépend de la construction de la lampe (disposition et dimensions des électrodes). D'après Langmuir, on a, pour  $I$  et  $E_a$  exprimés en ampères et en volts :

$$B = 70.000 \frac{r}{l}$$

$r$  étant le rayon de l'anode supposée cylindrique et  $l$  sa longueur, la cathode étant, d'autre part, disposée suivant l'axe du cylindre constituant l'anode, comme cela se rencontre dans les lampes du type classique (fig. XVI-3-1). En général,  $B$  varie entre 1.000 et 100.000.

La relation (3) est l'équation de la courbe (1) OL de la figure XVI-1-2, courbe d'où se détachent les diverses horizontales C, C', etc, correspondant aux courants de saturation pour des températures croissantes de la cathode.

Mettons en lumière, par un exemple d'application pratique de la relation (3), le rôle de l'effet de charge d'espace.

Pour  $\frac{r}{l} = \frac{1}{7}$  on a  $B = 10.000$ . La

relation (3) s'écrit alors :

$$I = 10^{-4} E_a^{1,5}$$

Le tableau de la page 490 donne une série de valeurs de  $I$  pour des valeurs usuelles de  $E_a$ .

On voit ainsi que l'effet de charge d'espace se traduit bien par l'impossibilité dans une diode à vide poussé d'obtenir des débits de plus de quelques milliampères pour des différences de potentiel entre anode et cathode faibles.

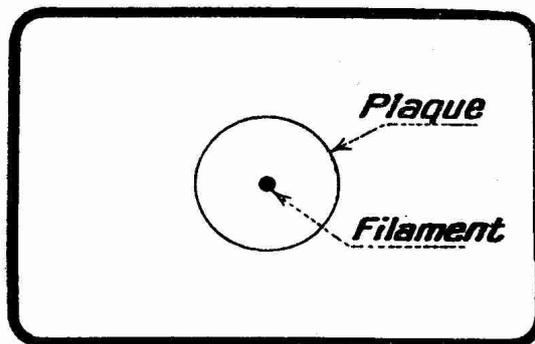


FIG. XVI-3-1. — Disposition classique de l'anode (plaque) et de la cathode (filament). L'anode est cylindrique et la cathode disposée suivant son axe.

(1) Parabole semi-cubique. La puissance 1,5 équivaut à la racine carrée du cube.

Pour obtenir des courants de l'ordre de l'ampère, il faut dépasser 460 volts (dans le cas considéré de  $\frac{r}{1} = \frac{1}{7}$ ) entre anode et cathode, et encore faut-il supposer que la saturation n'intervient pas.

$E_a$ EN VOLTS	I EN MILLIAMPERES
1	0,1
2	0,2835
5	1,12
10	3,15
20	9
50	35,5
100	100
200	283,5
1.000	3.150

Dans certaines valves modernes (qui sont essentiellement des diodes) on a réalisé des rapports  $\frac{r}{1}$  très faibles, de l'ordre de  $\frac{1}{30}$  (cas de la EZ4). On augmente ainsi considérablement le débit possible pour une tension donnée (en effet B égale alors 2.300 environ).

#### § 4. — Les cathodes.

##### I. — GÉNÉRALITÉS. MATIÈRES ÉMISSIVES.

L'élément que l'on retrouve dans toute lampe de T.S.F. de la plus simple (diode) à la plus compliqué (heptode) est la cathode, électrode chargée d'assurer l'émission électronique qui donne à l'espace cathode-anode la conductibilité unilatérale qui sert de base à toutes les propriétés de la lampe.

Il eût donc été logique de commencer ce livre XVI par un chapitre ayant le titre du présent paragraphe. Mais il est plus commode d'exposer les propriétés électroniques des cathodes connaissant la définition du courant de saturation et les considérations théoriques du paragraphe 3. C'est pourquoi nous avons commencé par considérer la diode de la figure XVI-1-1 et exposé à son sujet la théorie de l'émission électronique d'une cathode incandescente.

Nous n'avons plus, dans ce paragraphe, qu'à donner des renseignements, principalement d'ordre pratique, sur les cathodes utilisées dans toutes les lampes modernes quel que soit le nombre de leurs électrodes.

Il y a un intérêt pratique évident que l'émission électronique de la cathode se produise pour la dépense d'énergie électrique ( $W = EI$ ) minimum dans le chauffage. On estime le rendement d'une substance émissive par le rapport du nombre de mA produits par l'émission au nombre de watts du courant de chauffage.

Il y a lieu également de considérer la fragilité et la longévité de la cathode en service normal.

On utilise actuellement trois types principaux de cathodes qui se caractérisent par la substance chargée de l'émission électronique.

1° *Tungstène*. — Malgré son grand  $b_0$  (voir tableau du paragraphe 3, page 488) et à cause de sa température très élevée (2.400 à 2.700 degrés K), voisine de sa température de fusion (3.200 degrés K), à laquelle on peut le faire travailler, le tungstène donne une émission électronique dont on s'est longtemps

satisfait et dont on se satisfait encore pour certaines applications (lampes de très grande puissance). Son rendement électronique est de 3 à 15 milliampères par watt.

Les fils de tungstène utilisés à la constitution des cathodes des tubes à vide varient en diamètre de 0,05 à 0,5 mm suivant la puissance du tube. En général, la longueur d'un filament de tungstène constituant la cathode d'une lampe de T.S.F. est égale à environ 380 fois son diamètre. Ainsi la lampe triode TM de 1918 avait un filament en tungstène de 2,2 cm de long et de 5,8/100 de mm de diamètre, et qui exigeait un chauffage de 4 volts 0,7 ampère (2,8 watts).

La vie utile d'une cathode en tungstène pur est d'autant plus grande à émission électronique (nombre de milliampères par watt) égale que le diamètre est plus grand et, à diamètre égal, que l'émission électronique est plus faible. D'ordinaire on règle l'émission électronique, c'est-à-dire la température, de manière que la vie utile soit de 1.000 à 2.000 heures.

Les cathodes en tungstène ne sont plus utilisées à l'heure actuelle que dans les lampes de redressement et dans les lampes d'émission, les unes et les autres de type correspondant à l'emploi de très fortes tensions anodiques (3.000 à 10.000 volts). Les filaments de tungstène sont seuls alors assez robustes pour supporter le bombardement positif (rayons positifs de Goldstein) dû à l'ionisation du gaz restant produite par les électrons que l'anode attire avec une très grande vitesse (voir tableau du paragraphe 2, page 487), et pour résister aux très hautes températures dégagées par les anodes.

2° *Tungstène thorié.* — Le tungstène thorié s'obtient en mélangeant au tungstène un corps réducteur comme le carbone et une faible quantité (5 % au plus) d'oxyde de thorium. Les cathodes constituées de tungstène thorié subissent une préparation préliminaire (activation) qui consiste successivement :

1° à les porter à une température de 2.700° K (flashing) pendant au plus deux minutes, au cours desquelles le carbone réduit l'oxyde de thorium et libère du thorium métallique ;

2° à les chauffer pendant quelques minutes vers 2.100° K, de manière à provoquer la diffusion du thorium vers la périphérie où il constitue une pellicule de l'épaisseur d'une molécule.

En cours d'utilisation, le thorium périphérique « s'évapore » littéralement par émission électronique et est de manière continue remplacé par du thorium venant de l'intérieur du filament de tungstène thorié.

Tout se passe comme si l'on était en présence d'un filament de thorium pur. Le tungstène n'intervient pas ici dans la production des électrons. On ne sait pas obtenir le thorium en fils, c'est pourquoi on a été conduit (J. Langmuir, 1914) à utiliser le tungstène comme support.

La température normale de fonctionnement d'une cathode de tungstène thorié est très voisine de 1.900° K.

Le rendement électronique est de 10 à 60 mA/W.

La vie utile d'une cathode en tungstène thorié est essentiellement conditionnée par la rapidité avec laquelle disparaît la couche périphérique de thorium et par la rapidité avec laquelle cette couche est reconstituée par le thorium intérieur. Pour une température de 1.900° K, la vie utile est de plusieurs milliers d'heures. Si on chauffe à une température plus élevée (2.100-2.200° K par exemple), le thorium superficiel disparaît plus rapidement qu'il n'est remplacé et il reste au bout de quelques centaines d'heures une simple cathode de tungstène. On peut, dans certains cas, « régénérer » une lampe à cathode thoriée ainsi épuisée. Il suffit de faire passer à travers le filament pendant une vingtaine de secondes le courant d'une batterie ayant une force électromotrice de 3 à 4 fois la valeur de la tension normale de chauffage, puis de survolter de 30 % ledit filament pendant une demi-heure à une heure. Il se produit en somme une seconde activation de la cathode.

Les cathodes en tungstène thorié, après avoir été largement mises à contribution dans les lampes dites à consommation réduite (4 volts, 60 ou 70 mA) entre 1924 et 1928, sont quelquefois employées à l'heure actuelle dans les lampes BF de puissance et dans les lampes d'émission à puissance moyenne. Dans le cas de lampes destinées à fonctionner sous des tensions anodiques très élevées, le tungstène thorié ne peut être utilisé, à cause du bombardement positif dont il a été question il y a un instant.

3° *Oxydes de métaux alcalino-terreux.* — Dès 1903, Wehnelt, appliquant l'expérience d'Edison au redressement de tensions alternatives, constata que les débits étaient plus intenses lorsque l'on disposait de cathodes recouvertes d'oxydes de métaux alcalino-terreux (baryum, strontium, calcium, etc), compris dans la deuxième famille de la classification de Mendéléef. Ce furent des *cathodes de Wehnelt*. En mars 1921, la Westinghouse Electric C° créait sa W 11/12 dont la cathode était un ruban de platine recouvert d'oxyde de baryum. Cette lampe fut la première lampe à consommation réduite (1,1 volt et 0,25 ampère, soit 0,275 watt). Elle fut accueillie avec enthousiasme, car les lampes américaines de l'époque consommaient 1,5 ampère sous 6 volts, soit 9 watts ! Depuis 1928-1929, la cathode à oxyde s'est largement répandue dans la lampe de T.S.F. et de petite puissance (P10 Fotos par exemple) à chauffage direct et dans les valves de redressement à vide ou à gaz. Ainsi que nous l'avons déjà dit, toutes les cathodes des lampes à chauffage indirect sont du type à oxyde. Malheureusement les cathodes à oxyde sont très rapidement détériorées par un bombardement positif même discret. Aussi n'utilise-t-on les cathodes à oxyde dans les lampes d'émission que pour des tensions d'anode ne dépassant pas 1.500 volts.

La couche d'oxyde est déposée soit sur un *ruban* de tungstène (chauffage direct), soit sur un tube de nickel (chauffage indirect).

L'oxyde employé est en réalité un mélange d'oxyde de baryum et d'oxyde de strontium dont les proportions exactes ne sont pas en général divulguées par les constructeurs.

Une cathode à oxyde doit subir une « formation » préliminaire comme une cathode à tungstène thorié. Cette formation se fait en chauffant la cathode à 1.500° K pendant plusieurs minutes et ensuite en la soumettant à une tension électrostatique positive élevée pendant une vingtaine de minutes.

Le baryum et le strontium apparaissent alors à la surface de la cathode en une pellicule d'épaisseur moléculaire.

La température de fonctionnement normale des cathodes à oxyde est voisine de 1.150° K, de beaucoup inférieure par conséquent à celle qu'exigent les cathodes en tungstène pur et tungstène thorié. Elle n'a pas besoin d'être réglée avec autant de soin que celle des deux autres types de cathode.

Le rendement est de 50 à 150 mA/W, considérable comme on le voit. La vie utile est très longue. Elle dépasse 5.000 heures. On a vu des lampes à oxyde fonctionner pendant trois ans sans que les propriétés émissives de leur cathode diminuassent notablement.

La cathode à oxyde dure électriquement autant que la couche d'oxyde qui la recouvre.

## II. — LES DIFFÉRENTS MODES DE CHAUFFAGE DES CATHODES

1° *Chauffage direct.* — On dit qu'une cathode est à *chauffage direct* lorsque le courant électrique chargé de porter cette cathode à la *température* qu'exige la nature de la substance émissive dont elle est constituée, traverse cette cathode elle-même. C'est ce qui se présente dans le cas d'une cathode en tungstène, en tungstène thorié ou en tungstène recouvert d'une couche d'oxyde alcalino-terreux. On se trouve en présence du « filament » classique. Ce filament est cylindrique ou en ruban, rectiligne comme dans les premières lampes, disposé en V, en M ou en zigzag comme dans les lampes modernes, enroulés en spirale comme dans certains phanotrons.

La tension d'un point du filament par rapport à son extrémité négative varie évidemment avec la distance, comptée le long de ce filament, qui sépare ce

point de ladite extrémité. Un filament ne constitue donc pas une cathode équivalente, et la tension de l'anode n'est pas la même par rapport à tous ses points.

Les « filaments » des lampes à chauffage direct sont chauffés sous 2 volts (1) ou 4 volts dans les lampes européennes, sous 1,4 volt, 2,5 volts et 5 volts dans les lampes américaines. L'intensité varie suivant les types entre 0,06 et 1 ampère, et même plus pour certains kénotron.

Dans toute lampe à chauffage direct, qu'il s'agisse d'une diode (kénotron ou phanotron), d'une triode de réception ou d'émission, etc., il importe de chauffer la cathode à la température optimum correspondant à l'intensité et à la tension indiqués par le constructeur. Un chauffage un peu trop poussé abrège la durée du filament dans des proportions importantes sans bénéfice aucun pour le fonctionnement de l'appareil qu'équipe la lampe.

Pratiquement, deux solutions se présentent. On peut chauffer à *intensité constante* en réglant l'intensité à l'aide du rhéostat Rh de la figure XVI-4-1 ou d'une résistance auto-régulatrice, de telle sorte que l'ampèremètre indique toujours 0,1 ampère, par exemple, dans le cas de certaines lampes de réception à filament à oxyde. On peut chauffer à *tension constante* en réglant la tension aux bornes du filament à l'aide du rhéostat de la figure XVI-4-2, de telle sorte que

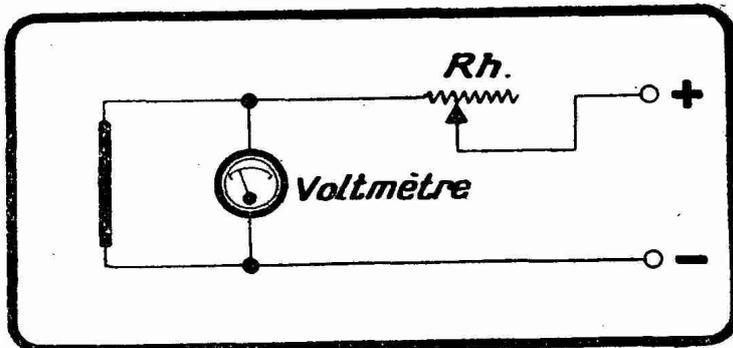


FIG. XVI-4-2. — Mesure de la tension de chauffage d'une cathode à chauffage direct.

le voltmètre indique toujours la tension de chauffage nominale (2 ou 4 volts).

Il est préférable de chauffer à tension constante, car si l'on chauffe à intensité constante, par suite du vieillissement qui se traduit par une diminution du diamètre et, par conséquent, une augmentation de la résistance, on est amené à augmenter la tension aux bornes pour conserver constante l'intensité. La vie d'un filament chauffé à intensité constante est plus courte de

20 % que celle d'un filament chauffé à tension constante. Le dispositif de la figure XVI-4-2 est ainsi à préférer à celui de la figure XVI-4-1. Dans le cas de la figure XVI-4-2, la consommation du voltmètre doit être faible par rapport à celle du filament, tout au plus de l'ordre de 5 ou 6 milliampères. Ce voltmètre devra, en conséquence, présenter une résistance intérieure de l'ordre de 800 ohms au moins. Il sera évidemment placé entre le filament et le rhéostat et non entre la batterie et le rhéostat, dans lequel cas on ne mesurerait tout simplement que la tension de la batterie de chauffage. En général, si les retours de grille sont effectués aux extrémités convenables des filaments, le rhéostat peut être placé indifféremment dans le + ou le -. Dans

(1) Les lampes « batteries » 2 volts (lampes à chauffage direct) ont pris naissance en Grande-Bretagne. Depuis 1936, elles ont été lancées par Philips sous le nom de série K. Les nouvelles séries américaines sont chauffées sous 1,4 volt et 2,8 volts.

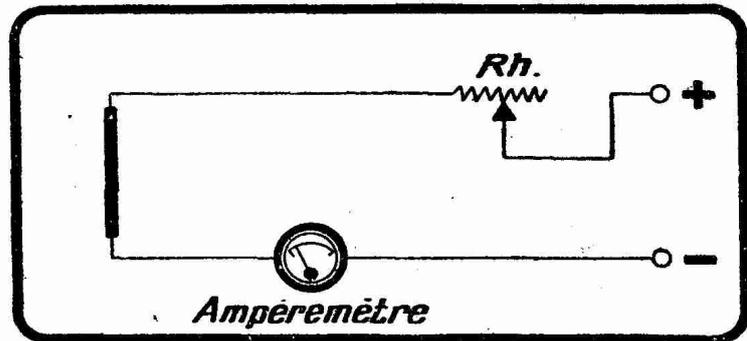


FIG. XVI-4-1. — Mesure de l'intensité de chauffage d'une cathode à chauffage direct.

certains cas, il peut y avoir intérêt à monter le rhéostat dans le — pour créer une polarisation négative automatique (voir lampes à écran).

La valeur maximum du rhéostat Rh dépend de la résistance du filament, de la tension de la batterie de chauffage et naturellement du nombre de lampes qu'il commande. Pratiquement, cette valeur maximum de la résistance du rhéostat Rh oscille entre 2 ohms (lampes à consommation ordinaire) et 30 ohms (lampes à consommation réduite, c'est-à-dire lampes modernes).

En matière de calcul de rhéostat, un problème fréquemment rencontré par l'amateur est du type suivant :

Etant donné une batterie d'accumulateurs de 6 volts et une lampe absorbant 0,06 ampère sous 4 volts, quelle est la résistance R à intercaler en série pour ramener la tension aux bornes du filament à 4 volts ?

Il faut ici absorber 6—4 volts, c'est-à-dire 2 volts, avec une intensité de 0,06 ampère : la résistance R devra être telle que l'on ait  $2 = R \cdot 0,06$  (c'est la loi d'Ohm  $E = RI$ ), c'est-à-dire  $R = 33,3$  ohms. Pour pouvoir appliquer aux bornes de la lampe une tension un peu moins forte que 4 volts et surtout pour pouvoir compenser éventuellement l'augmentation de la force électromotrice de l'accumulateur lorsqu'il vient d'être chargé, il est bon que la valeur maximum de la résistance du rhéostat soit un peu plus forte que la valeur R calculée pour une force électromotrice de juste 6 volts. Pratiquement, on prendra ici  $R = 50$  ohms.

Lorsqu'on utilise, comme dans l'exemple que nous venons de donner, une batterie de force électromotrice plus élevée que la tension aux bornes désirée, il est bon de contrôler cette tension aux bornes par un voltmètre monté comme l'indique la figure XVI-4-2. Le calcul ne donne que la valeur maximum du rhéostat à utiliser. Le réglage du chauffage se fait par la manœuvre du curseur, manœuvre faite sous le contrôle éventuel du voltmètre.

Si l'on a à calculer un rhéostat commandant plusieurs lampes du même type en parallèle, il y a lieu d'opérer sur la valeur  $I = ni$ ,  $i$  étant l'intensité exigée par une des lampes et  $n$  le nombre de ces lampes. Pratiquement,  $n$  est rarement plus grand que 3.

2° *Chauffage indirect.* — Dès le début de la vogue de la radiodiffusion (1921) les techniciens ont cherché à utiliser le courant alternatif brut d'un secteur alternatif, simplement dévolté par un transformateur, pour porter à l'incandescence la matière émissive de la cathode. On reconnut bientôt (1923) que la solution du problème du chauffage en alternatif brut en haute fréquence et, en général, dans tout dispositif précédant la détection et en détection elle-même, exige une cathode :

dont l'émission électronique, autrement dit la température, est rigoureusement constante malgré les variations de la tension de chauffage ;

dont tous les points se trouvent au même potentiel (cathode équipotentielle).

Les cathodes à chauffage indirect actuellement utilisées dans les lampes qui équipent tous les étages des postes secteur modernes, sauf dans certains cas les étages de sortie, répondent à ces deux conditions.

Les premières cathodes à chauffage indirect (1930) étaient constituées de la manière suivante :

Un fil de tungstène F replié en épingle à cheveux (fig. XVI-4-3), est enfilé dans un bâtonnet de quartz (silice) fondu Q dont la coupe est représentée figure XVI-4-4 ; f et f' sont les coupes des deux canaux réservés au passage du filament. Le quartz a été choisi par suite de la possibilité de lui faire subir sans dommage de très brusques variations de température et de ses remarquables propriétés isolantes même à chaud. L'ensemble filament F et bâtonnet de quartz Q est glissé dans un cylindre de nickel K. Le quartz isole donc électriquement le fil F du cylindre de nickel K. Sur ce cylindre est préalablement déposée une couche de matière émissive (surface émissive) constituée par un mélange d'oxyde de baryum et d'oxyde de strontium. Une prise k est faite sur le cylindre de nickel K (fig. XVI-4-5).

K est, dans cette disposition générale de toute cathode à chauffage indirect, la *cathode* proprement dite, F est l'*élément chauffant* (*heater* des Anglo-Saxons).

L'isolement entre cathode et élément chauffant est, en général, de l'ordre de 50 volts, valeur qu'il y a lieu de ne pas dépasser dans les utilisations habituelles des lampes.

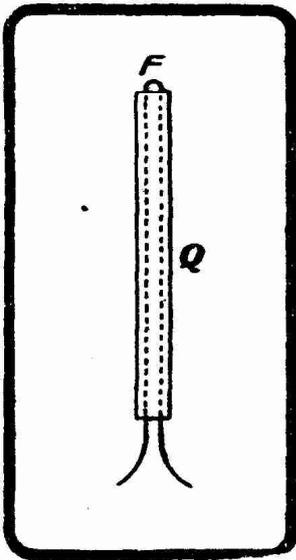


FIG. XVI-4-3. — Élément chauffant d'une lampe à chauffage indirect.

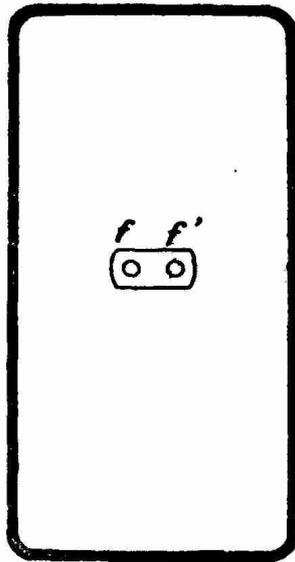


FIG. XVI-4-4. — Coupe de l'isolement du filament chauffant.

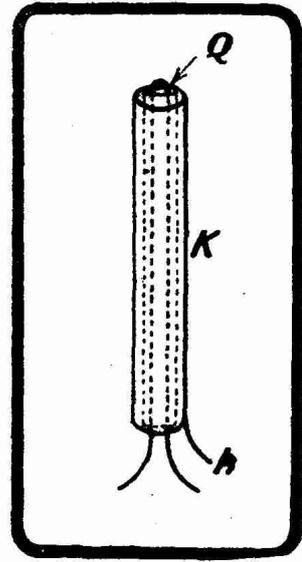


FIG. XVI-4-5. — Ensemble de la cathode et de son élément chauffant.

Dans les premiers types de lampes à chauffage indirect, le diamètre de la cathode K était de l'ordre de 1,5 mm et la hauteur occupée par la couche émissive sur cette cathode d'environ 3 cm. La surface émissive était de l'ordre de 1,4 cm<sup>2</sup>. Dans certaines lampes modernes à chauffage indirect (amplificatrices HF de tension) les surfaces émissives sont du même ordre. Mais certaines autres (lampes de puissance) présentent des cathodes de surface émissive deux ou deux fois et demie supérieures (1).

REMARQUES. — I. — Dans les modèles récents de lampes à chauffage indirect, le quartz trop dur et qui a de ce fait tendance à cisailier le filament qui constitue l'élément chauffant, a été remplacé par des substances isolantes moins rigides et d'efficacité comparable, par exemple le mica.

II. — Dans les premières lampes à chauffage indirect (1929), le filament était simplement rectiligne et traversait le bâtonnet de quartz ou de porcelaine Q de bout en bout sans autre complication. Cette manière de faire provoquait une induction énergétique du filament, traversé par un courant alternatif à basse fréquence (fréquence du secteur) sur la grille voisine : cette induction se traduisait par des fluctuations du courant anodique au rythme de la fréquence du secteur, fluctuations qui se retrouvaient dans le haut-parleur sous forme de ronflements.

La forme en épingle à cheveux du filament (fig. XVI-4-3) a été adoptée pour supprimer ce phénomène gênant. Certains constructeurs ont adopté un élément chauffant en double spirale (cathode bifilaire de Philips et de Telefunken), d'autres un élément chauffant en M dit aussi en double épingle à cheveux. Ces formes améliorées de l'élément chauffant se traduisant par une augmentation de la longueur effective de cet élément, exigent une tension de chauffage aux bornes de cet élément plus importante que dans le cas de l'élément rectiligne primitif. C'est une des raisons pour lesquelles les lampes américaines sont chauffées sur 6,3 volts et non plus sur 2,5 volts, chiffre naguère immuable. Naguère, on a assisté à l'apparition de lampes universelles européennes chauffées sous 13 volts (continu ou alternatif). Actuellement, la série 6,3 volts est devenue internationale.

(1) Les propriétés remarquables des lampes à chauffage indirect sont dues à un certain nombre de circonstances dont nous comprendrons plus tard le mécanisme d'influence. Parmi ces circonstances, il en est une que nous pouvons citer dès maintenant : la grande surface émissive de la cathode. Dans les lampes pentodes B.F. modernes à grande pente (donc à grande sensibilité) comme l'EL3, les surfaces émissives sont de l'ordre de 3 et même 3,3 centimètres carrés.

La chaleur développée par F porte le cylindre de nickel K à l'incandescence, ce qui provoque l'émission électronique du dépôt qui recouvre cette cathode. L'inertie calorifique de l'ensemble FK est considérable. Il s'écoule quelques dizaines de secondes entre l'instant où on lance le courant de chauffage dans F et celui où la cathode K se trouve portée à sa température de fonctionnement normal (1). Pendant le fonctionnement de la lampe, on peut couper et rétablir rapidement le circuit primaire du transformateur qui alimente F (transformateur de chauffage) sans que la réception s'en ressente le moins du monde. *L'émission électronique de la cathode K n'est en aucune manière influencée par la nature alternative ou ondulée du courant qui chauffe F.*

La chaleur dégagée par la cathode est, du fait de sa grande surface, assez forte ; pour faciliter le rayonnement de cette chaleur, les anodes des lampes à chauffage indirect ne sont pas, en général, en métal plein, mais constituées par du treillis fin (nickel le plus souvent).

Les premiers types de lampes à chauffage indirect ont été prévus pour être chauffés en alternatif brut (secteur alternatif). Depuis, on a étendu la technique du chauffage indirect au chauffage en continu (secteur continu).

Il a existé ou existe actuellement trois types de lampes à chauffage indirect :

- 1° Les lampes « alternatif ».
- 2° Les lampes « continu ».
- 3° Les lampes « alternatif continu » dites aussi « universelles ».

Les lampes « alternatif » du type européen primitif se chauffaient sous une tension de 4 volts et une intensité en général comprise entre 0,9 et 1,2 ampère. Les lampes « alternatif » du type américain se chauffaient à la même époque sous une tension de 2,5 volts et une intensité de 1 à 1,75 ampère (lampes de la série « 2 »).

Ces lampes se groupent en montant leurs éléments chauffants en parallèle.

Les lampes « continu » du type européen se chauffaient sous une tension de 16 ou 20 volts et une intensité de 0,25 ou 0,18 ampères. Ces lampes se groupaient en montant leurs éléments chauffants F en série. Elles ont été complètement démodées par le lancement des lampes universelles. Les lampes « continu » du type américain se chauffent sous 6,3 et 25 volts et une intensité uniforme de 0,3 ampère.

A proprement parler, il n'existe plus de lampes à chauffage indirect d'un type spécifiquement *continu*. Ce que nous venons d'appeler lampes américaines du type continu, autrement dit les lampes 6,3 volts, entre plus exactement dans la catégorie universelle, c'est-à-dire « continu-alternatif ». Ces lampes ont été, en effet, primitivement utilisées dans la réalisation de récepteurs fonctionnant aussi bien sur secteur continu que sur secteur alternatif (récepteurs américains dits « tous courants » du premier semestre 1933). Depuis, les lampes 6,3 volts ont entièrement remplacé aux Etats-Unis les lampes 2,5 volts dans la constitution des récepteurs « alternatif ». Elles ont conquis le marché européen avec l'apparition des lampes Philips de la série E (6,3 volts et 0,2 ampère).

Actuellement (1948), la lampe 6,3 volts domine le marché mondial de la lampe de T.S.F. Les lampes de ce type servent à constituer les récepteurs « alternatif », les récepteurs « continu-alternatif », les récepteurs « continu » et les récepteurs « auto » destinés à être utilisés à bord des voitures automobiles (2).

(1) Les lampes modernes sont « quick heating », c'est-à-dire que leurs cathodes sont très rapidement portées à leur température normale de fonctionnement.

(2) A bord des avions, la tension disponible est de 24 volts ; on a donc établi des lampes « 24 volts » pour les besoins de la réception en aéronautique.

Il faut signaler aussi les lampes à chauffage indirect comportant une cathode dont l'élément chauffant — en spirale simple ou double — est prévu pour une tension de 35, 50, 70, 110 et 130 volts (alternatif ou continu indifféremment).

Les lampes à chauffage indirect des types les plus récents n'ont pas besoin d'être chauffés à un degré aussi précis que les lampes à chauffage direct. Les éléments chauffants de grande solidité électrique et mécanique que contiennent les cathodes de ces lampes, peuvent supporter sans inconvénient des variations de tension à leurs bornes de 10 % en plus ou en moins. Ils sont par conséquent, insensibles aux variations habituelles des secteurs alternatifs.

Que devient la figure XVI-1-1 dans le cas de l'utilisation d'une diode à chauffage indirect ? En adoptant les conventions énoncées à propos de cette figure, la représentation du dispositif devient celle de la figure XVI-4-6 dans laquelle FKP est une lampe à deux électrodes (diode) à chauffage indirect. F est l'élément chauffant, K la cathode proprement dite reliée aux circuits extérieurs à l'aide de la petite prise k de la figure XVI-4-5 branchée à une broche du culot de la lampe, P est l'anode, xx représentent les connexions de l'élément chauffant, relié par exemple au secondaire d'un transformateur convenable (transformateur de chauffage). L'émission électronique se produit entre K et P et non entre F et P. F n'intervient que pour porter K à l'incandescence. Les tensions sont comparées purement et simplement à la cathode dont tous les points sont au même potentiel (cathode équipotentielle), potentiel qui est choisi comme potentiel zéro.

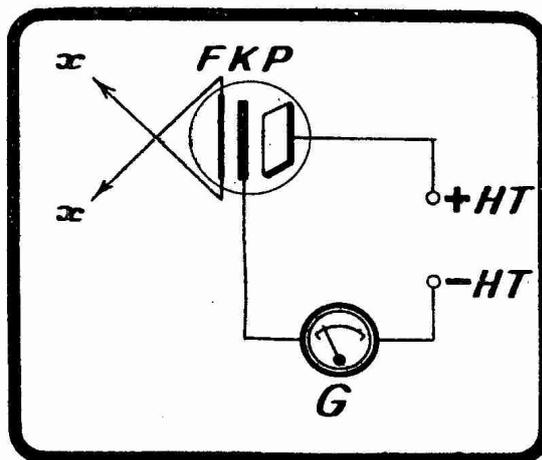


FIG. XVI-4-6. — Traduction de la figure XVI-1-1 dans la technique lampe à chauffage indirect. F est l'élément chauffant relié par les connexions xx au secondaire d'un transformateur de chauffage. K est la cathode, électriquement indépendante de F.

### § 5. — Les valves de redressement. Kénotrons et phanotrons.

Les lampes à deux électrodes ou diodes sont employées sous le nom de valves dans les montages redresseurs.

Ces valves qui jouent un rôle très important dans la technique moderne de la réception et de l'amplification de puissance (alimentation sur secteur alternatif), se rangent en deux grandes catégories :

- les valves *kénotrons* à vide poussé ;
- les valves *phanotrons* à atmosphère gazeuse ;

Cette terminologie kénotron, phanotron est due à la G. E. C. U. S. A. et s'applique à toute lampe quel que soit le nombre de ses électrodes (2).

1° *Les kénotrons*. — Ces types de valves de redressement sont constitués par une anode et une cathode, naguère exclusivement à chauffage direct, actuellement très souvent à chauffage indirect, enfermées dans une ampoule de verre dans laquelle règne un vide très poussé. Dans le cas du chauffage direct, l'anode constitue le plus souvent un parallépipède ou un cylindre elliptique plus ou moins aplati entourant le filament en V ou n M. Dans le cas du chauffage indirect, l'anode est cylindrique et placée très près de la cathode, elle-même cylindrique. Pour dissiper facilement la chaleur produite, les anodes sont munies d'ailettes ou d'« anses » qui en augmentent la surface de rayonnement thermique.

(1) Un kénotron à grille est un pliotron et un phanotron à grille un thyatron.

Le tableau de la page 499 donne les caractéristiques principales de quelques kénotrons usuels.

Les valves qui comportent dans la même ampoule deux systèmes anode-

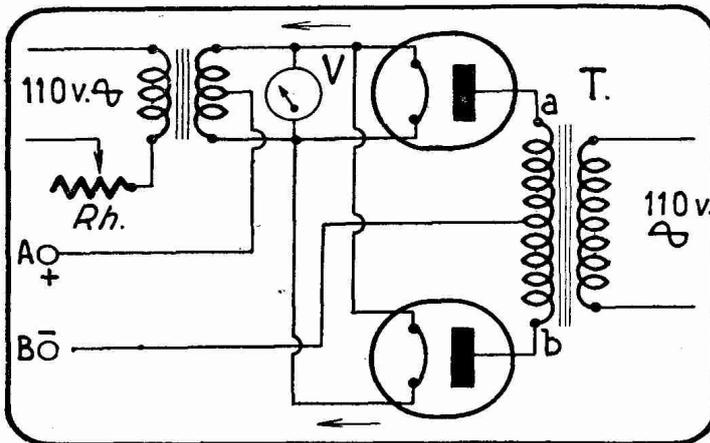


FIG. XVI-5-1. — Pour redresser les deux alternances du courant alternatif, on peut utiliser indifféremment deux valves monoplaques ou une valve biplaque.

cathode sont dites *biplaques*. Elles permettent de réaliser le montage redresseur de la figure XVI-5-1 qui utilise, nous l'avons vu, les deux alternances. Telles sont les valves EZ2, EZ3 et EZ4 du tableau.

*Rendement.* — Si l'on appelle  $P_a$  la dissipation, c'est-à-dire la puissance que l'anode d'un kénotron peut transformer en chaleur sans fondre ou atteindre des températures trop élevées, et  $P'$  la puissance utile, c'est-à-dire le produit du courant continu (courant redressé) par la tension continue (tension redressée), le *rendement* s'exprime par :

$$r = \frac{P'}{P_a + P'}$$

Normalement,  $r$  peut atteindre 75 %, ce qui correspond à  $P_a = \frac{P'}{3}$ , la

puissance  $P_a$  absorbée par l'anode est le tiers de la puissance utile  $P'$ .

Il est essentiel que la puissance  $P_a$  ne dépasse jamais la valeur indiquée explicitement ou implicitement pour chaque type par les constructeurs.

Lorsque le courant de saturation a une existence physique nette, c'est-à-dire lorsqu'on se trouve en présence d'une cathode de tungstène sans imprégnation ou recouvrement d'aucune sorte, le courant continu redressé est compris, en général, entre le quart et le sixième du courant de saturation. Si l'on fait travailler le kénotron sur des intensités plus fortes, on risque de porter  $P_a$  à des valeurs dangereuses.

Le chauffage des valves de redressement doit être réglé à la valeur indiquée par le constructeur. Si l'on chauffe trop le filament, sa durée diminue dans d'énormes proportions ; si l'on ne chauffe pas assez, la puissance  $P_a$  augmente, d'où une usure prématurée de la lampe.

Il ne faut donc pas essayer avec un kénotron (surtout si ce kénotron a un filament à oxyde) de régler la tension redressée par le réglage du chauffage de la cathode, ce qui abrège la durée de ladite cathode. Le réglage de la tension redressée se fait par une résistance variable en série sur le primaire du transformateur d'attaque ou dans le circuit de filtre.

*Régulation.* — Une notion importante en matière de redresseur, de quelque type soit-il, est celle de la *régulation*. Nous allons la définir à propos des valves de redressement.

Considérons le montage de la figure XVI-5-1.

La tension aux bornes A et B de ce montage redresseur dépend de la tension secondaire du transformateur d'attaque T et du débit demandé au redresseur. Ce débit est conditionné par la résistance du circuit d'utilisation monté aux bornes A et B.

Moins la tension aux bornes A et B varie avec le débit, meilleure est la *régulation*.

Supposons qu'à vide la tension aux bornes A et B soit  $V_1$  et que, pour un certain débit, c'est-à-dire pour une certaine résistance montée entre A et B, la tension s'abaisse à  $V_2$ . La régulation Ré s'écrit :

$$\text{Ré} = \frac{V - V_2}{V_2}$$

Elle exprime la perte relative de tension dans le redresseur du fait du débit.

Types	Marque ou origine	Nombre de plaques	Tension de chauffage en volts	Intensité de chauffage en ampères	Puissance $P_a$ en watts	Courant de saturation en mA	Tension efficace à redresser en volts (par plaque)	Tension redressée normale en volts	Intensité redressée en millampères
U10	Gecovalve	biplaque	4	1	5		250	250	60
U12	Gecovalve	biplaque	4	2,5	14		350	350	120
MU12	Gecovalve	biplaque	4	2,5	14		350	350	120
U14	Gecovalve	biplaque	4	2,5	20		500	500	120
MU14	Gecovalve	biplaque	4	2,5	20		500	500	120
U18	Gecovalve	biplaque	4	4	40		500	500	240
AZ1	Philips1935	biplaque	4	1	10		400	400	75
1831	Philips	biplaque	4	1	14		700	700	60
1815	Philips	biplaque	4	2,5	30		500	500	180
1817	Philips	biplaque	4	4	40		350	350	300
1561	Philips	biplaque	4	2	20		500	500	120
EZ2	Européen.	biplaque	6,3	0,4	7		350	350	60
EZ3	Européen.	biplaque	6,3	0,65	13		400	400	100
EZ4	Européen.	biplaque	6,3	0,9	22		400	375	175
DC1/50	Philips	biplaque	2,2	4	25		1000	1000	75
DC2/100	Philips	biplaque	4	4	65		2000	2000	100
DA04/5	Philips	monoplaque	5	1,6	10	75	400	800	15
DA08/10	Philips	monoplaque	5,7	1,9	20	100	800	800	15
DA1.5/75	Philips	monoplaque	11	6,5	75	300	1500	1500	50
5Z3,5X4G	USA	biplaque	5	3	40		500	500	250
25Z6	USA	biplaque	25	0,3	4		125	125	100
80 et 5Y3	USA	biplaque	5	2	25		350 à 550	350 à 500	125 à 135
81	USA	monoplaque	7,5	1,5	20		700	700	85
84	USA	biplaque	6,3	0,5	4,15		225	225	50
ou 6Z4	USA	biplaque	5	2	18		350 à 400	440	125
5Y3-GB et 1883	Européen.	biplaque	5	2	37		450	450	250
5T4	USAmétal.	biplaque	5	2	37		450	450	250

Ainsi, dans un redresseur que nous avons sous les yeux en rédigeant ce paragraphe, redresseur équipé avec une valve biplaque kénotron, la tension à vide  $V$  est de 490 volts ; pour un débit de 60 mA, on a  $V_2 = 390$  V. La régulation est de :

$$\frac{490 - 390}{390} = 0,255$$

On dit que la régulation est de 25,5 %, c'est-à-dire assez bonne sans plus.

Avec un autre redresseur, destiné à l'émission, redresseur dont les bornes de sortie A et B sont shuntées par une résistance de 50.000 ohms à demeure, nous trouvons « à vide » (résistance de 50.000 ohms seule) une tension  $V_1$  de 1.075 volts et, pour un débit supplémentaire de 60 mA dû à l'utilisation du redresseur

sur un petit poste d'émission, une tension  $V_2$  de 1.025 volts. La régulation est de :

$$\frac{1.075 - 1.025}{1.025} = 0,048$$

On dit que la régulation est de 4,8 %, c'est-à-dire excellente (1).

Les régulations que nous avons mesurées concernent bien entendu l'ensemble redresseur-transformateur d'attaque T (sans le filtre faisant suite au redresseur : la tension est prise entre le filtre et le redresseur).

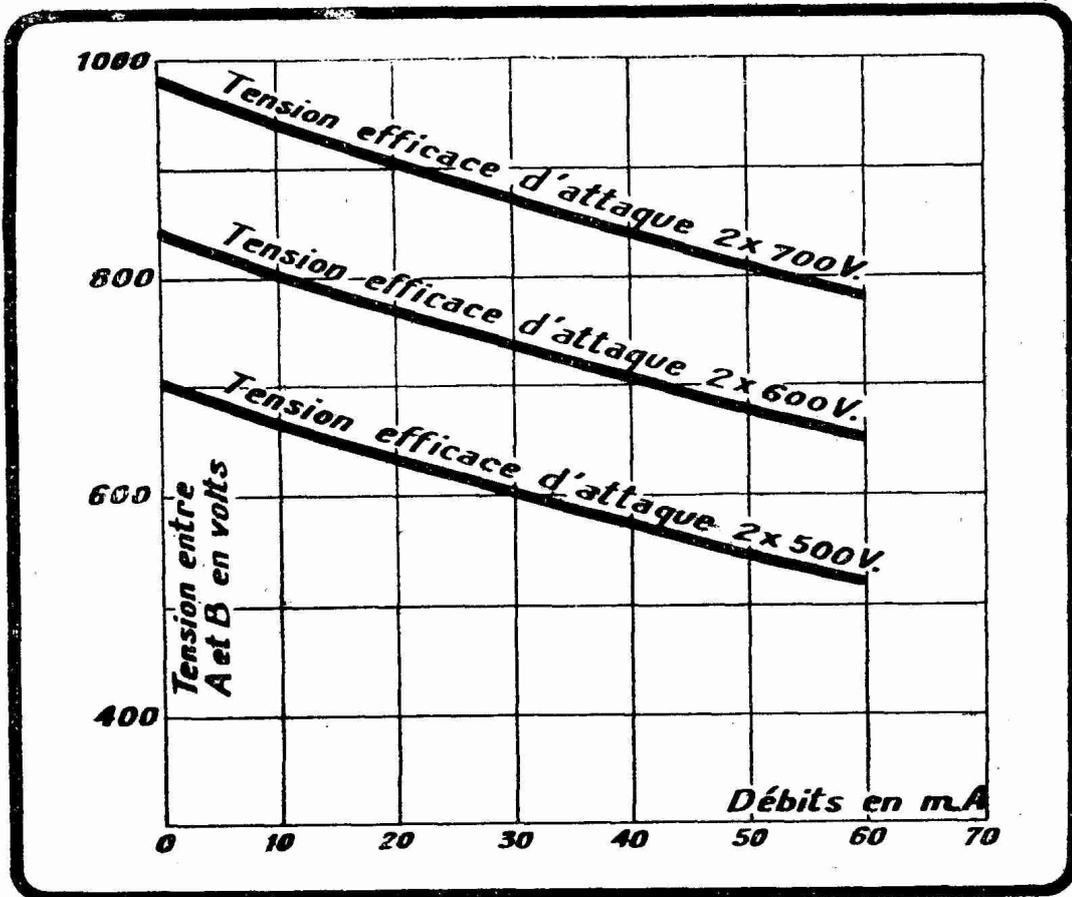


FIG. XVI-5-2. — Courbes de régulation d'une valve de redressement biplaque Philips 1831.

On peut tracer, pour diverses tensions d'attaque, les courbes de régulation d'une valve de redressement en portant en abscisses les intensités redressées (débits) et en ordonnées les tensions redressées.

La régulation est d'autant meilleure que les courbes de régulation sont plus horizontales.

La valve de redressement Philips 1831, par exemple, présente les courbes de la régulation de la figure XVI-5-2.

2° *Les phanotrons et en particulier les valves à vapeur de mercure à cathode chaude.* — À côté des valves de redressement à vide poussé — les kénotrons que nous venons d'étudier — sont venues se ranger les valves de redressement à atmosphère gazeuse (valves à gaz) dites par les techniciens de la General Electric C° USA, valves *phanotrons*.

Ces valves à gaz se subdivisent en deux catégories :

(1) Jusqu'à 10 % la régulation peut être considérée comme bonne.

1° Les valves phanotrons à haute pression comme les valves Tungar dans l'ampoule desquelles règne une atmosphère d'argon à une pression relativement élevée de 4 à 5 centimètres de mercure. Ces valves ne peuvent redresser que quelques dizaines de volts, mais laissent passer des intensités de plusieurs ampères. Elles sont utilisées habituellement à la recharge des batteries d'accumulateurs. Les cathodes des lampes Tungar sont en tungstène pur, leurs caractéristiques habituelles de chauffage sont :

pour le tube modèle « 2 ampères » : 2,2 volts et 12 ampères, soit 26,5 watts ;  
pour le tube modèle « 6 ampères » : 2,5 volts et 18 ampères, soit 45 watts.

2° Les valves phanotrons à basse pression dont le type le plus représentatif est la valve à vapeur de mercure à cathode chaude dont l'ampoule est remplie d'une atmosphère de vapeur de mercure à une pression de 1 à 30 millièmes de millimètre de mercure. On peut utiliser aussi des gaz comme l'hélium, le néon, l'argon ; mais nous considérerons surtout ici le cas le plus répandu dans la technique moderne de la vapeur de mercure. Cette vapeur est obtenue en introduisant dans le tube vidé d'air quelques gouttelettes de mercure. Nous avons signalé précédemment (note de la page 268) la différence qu'il y a entre un gaz et une vapeur.

Quel intérêt y a-t-il à introduire une atmosphère gazeuse dans une valve de redressement ? Voici une réponse très élémentaire à cette question.

Lorsque dans un vide poussé une cathode émet des électrons en présence d'une plaque métallique (anode) chargée positivement par rapport à cette cathode, les électrons non absorbés par cette anode créent un nuage entre les électrodes. Ce « nuage » se comporte comme une charge ; il s'oppose au fonctionnement normal de la valve en créant une chute de tension entre anode et cathode. On appelle cette charge, qui tend à absorber des volts en pure perte, la *charge d'espace*. Dans une valve à vide poussé, autrement dit dans un kénotron, cette charge d'espace dépend de l'intensité du courant d'anode, de la disposition relative de l'anode et de la cathode, etc. La chute de tension qu'elle produit varie pratiquement entre quelques volts et plusieurs milliers de volts.

Dans une valve de redressement à vapeur de mercure, type de phanotron sur lequel nous désirons particulièrement insister dans ce paragraphe, la charge d'espace est neutralisée par les ions positifs libérés de la vapeur de mercure par le choc des électrons issus du filament. Cette neutralisation se fait dans une proportion telle que, quel que soit le débit de la valve, la chute de tension entre cathode et anode est pratiquement constante autour de 15 volts, à deux volts près.

Si l'on trace la courbe caractéristique tension anode-courant anode d'une valve à vapeur de mercure, on obtient une courbe de l'allure de celle de la figure XVI-5-3 : la chute de tension reste à très peu de choses près constante à 15 volts.

En comparant la courbe de la figure XVI-5-3 à celles des figures XVI-1-2 et XVI-1-3, on voit immédiatement les avantages de la neutralisation de la charge d'espace.

Comme il n'y a pas de résistance interne qui limite l'intensité du courant traversant la valve, il y a lieu de placer en série avec cette valve un dispositif (résistance) maintenant cette intensité en deçà d'une certaine valeur appelée d'ordinaire *intensité instantanée maximum*, et au delà de laquelle la cathode se trouve soumise à un bombardement positif désastreux.

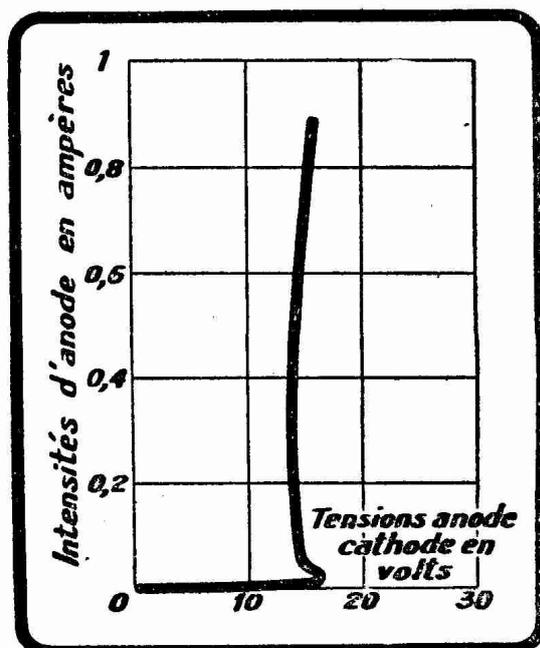


FIG. XVI-5-3. — Courbe caractéristique type d'un phanotron à vapeur de mercure.

Si  $V$  est la tension d'anode utilisée,  $I$  l'intensité instantanée maximum, la valeur  $R$  de la résistance de sécurité est donnée par la relation :

$$R = \frac{V - 15}{I}$$

Les cathodes des valves à vapeur de mercure sont en général du type à oxyde, mais elles peuvent être également du type à tungstène thorié.

Les cathodes en tungstène pur sont réservées aux kénotrons de grande puissance.

Des propriétés des valves de redressement à vapeur de mercure (propriétés communes, d'ailleurs, aux valves à vapeur de mercure à cathode chaude — qui nous intéressent seules ici — et aux lampes à vapeur de mercure à cathode froide) résulte que la régulation du redresseur — c'est-à-dire la constance de la valeur moyenne de la tension ondulée à ses bornes, malgré d'importantes variations du débit — se réduit à celle du transformateur... et de la ligne qui l'alimente.

En fait, on obtient avec les valves à vapeur de mercure des régulations aussi favorables que 4 ou 6 %. Au contraire, avec les kénotrons les régulations atteignent facilement des valeurs trois ou quatre fois supérieures, c'est-à-dire trois et quatre fois plus mauvaises.

La présence d'une atmosphère gazeuse dans la valve permet enfin, à tension anode-cathode égale, des intensités plus considérables que celles que l'on observe dans les kénotrons. Les chiffres que nous donnerons dans un instant à propos de quelques valves à vapeur de mercure du commerce démontreront cette affirmation.

Les valves à vapeur de mercure sont particulièrement indiquées dans les blocs d'alimentation des amplificateurs de puissance de la classe B que nous verrons par la suite.

Lorsque ces valves fonctionnent, la luminescence bleu pâle, caractéristique de l'ionisation du mercure, envahit plus ou moins leur ampoule suivant le débit demandé.

Les deux caractéristiques qui fixent les conditions de fonctionnement limites d'une valve à vapeur de mercure, quel que soit le montage dans lequel on l'emploie, sont :

1° La *tension inverse maximum* : c'est la plus grande tension qui peut exister entre cathode et anode dans le sens de la non-conductibilité (cathode positive, anode négative) sans qu'un arc s'amorce entre les électrodes (1) ;

2° Le *courant instantané maximum* : c'est la plus grande valeur du débit instantané qui peut être demandé à la valve sans que la durée de la cathode en soit abrégée.

La tension maximum inverse qui peut exister entre la cathode et l'anode d'une valve quelconque est égale à la tension maximum aux extrémités du secondaire du transformateur moins la chute de tension dans la valve.

Considérons donc la valve à vapeur de mercure  $V_1$  de la figure XVI-5-4. Supposons qu'un courant traverse cette valve ; autrement dit, supposons que la tension de l'extrémité  $b$  du secondaire  $T$  soit positive. La cathode est pratiquement au potentiel de cette extrémité  $b$  puisque la chute dans la valve à vapeur de mercure est négligeable (15 volts) par rapport aux potentiels qui apparaissent aux bornes du secondaire de  $T$ . La cathode de la valve  $V_2$  est reliée à la cathode de  $V_1$  ; elle se trouve donc au même potentiel, c'est-à-dire au potentiel de l'extrémité  $b$  de  $T$ . L'anode de  $V_2$  est reliée à l'extrémité  $a$  du transformateur  $T$ , extrémité qui est négative à l'instant que nous considérons.

---

(1) Dans un kénotron, cette tension inverse n'est limitée que par l'isolement extérieur.

Il en résulte que la *totalité*  $2E$  de la tension du secondaire de  $T$  se trouve appliquée entre les électrodes de  $V_2$ , qui arrête le courant au moment considéré. La valeur maximum  $2E_0$  de cette tension ne doit pas atteindre la « tension inverse maximum » au delà de laquelle un arc s'amorce dans  $V_2$ , ce qui se traduit par la destruction de cette valve.

Ce que nous venons de dire suppose que l'extrémité  $b$  est positive. Lorsque c'est l'extrémité  $a$  qui est positive, c'est-à-dire pendant l'alternance suivante, c'est la valve  $V_2$  qui laisse passer le courant et la valve  $V_1$  qui arrête le courant. La tension inverse entre les électrodes de  $V_1$ , tension qui est égale à la valeur maximum  $2E_0$  de la tension totale du secondaire du transformateur  $T$ , ne doit pas dépasser la « tension inverse maximum » au delà de laquelle un arc s'amorce dans  $V_1$ .

Ces circonstances sont illustrées figure XVI-5-5.

Soit  $E_s$  la tension inverse maximum d'une valve à vapeur de mercure. Si on monte deux de ces valves dans le dispositif de la figure XVI-5-4, la tension efficace  $E$  de la moitié du secondaire de  $T$  est liée à  $E_s$  par la relation

$$E_s = 2 E \sqrt{2}$$

Ainsi une valve dont la tension inverse maximum est de 2.830 volts ne doit pas être montée dans la figure XVI-5-4 si la tension efficace  $E$  de la moitié du

secondaire de  $T$  est supérieure à  $\frac{2.830}{2\sqrt{2}}$ , c'est-à-dire à 1.000 volts.

Le courant maximum qui peut traverser la valve dépend du montage redresseur employé, de la valve, du filtre qui suit et du circuit à alimenter en continu. Dans le montage de la figure XVI-5-4, chaque valve  $V_1$  et  $V_2$  doit laisser passer le courant exigé par le circuit de charge pendant la moitié d'une période. Si l'on admet que le circuit de la figure XVI-5-4, équipé avec deux valves à vapeur de mercure, débite dans un circuit ne présentant que de la résistance, le courant maximum qui traverse chaque valve est simplement le maximum du courant sinusoïdal dont la valeur moyenne est indiquée par un ampèremètre à cadre mobile placé en série dans l'utilisation. Si une bobine de self suffisante est montée en série avec le circuit d'utilisation, la forme du courant dans chaque valve n'est plus demi-sinusoïdale comme le montre la courbe du haut de la figure XVI-5-5, mais comporte une partie horizontale plus ou moins importante (fig. XVI-5-6) d'où résulte que le maximum s'approche de la valeur moyenne indiquée par un ampèremètre à cadre mobile monté en série avec l'utilisation. Si un condensateur est monté à la sortie du redresseur, le courant n'est important que pendant une partie de chaque alternance et les pointes de ce courant peuvent atteindre des valeurs égales à trois, quatre et cinq fois la valeur moyenne du courant redressé (fig. XVI-5-7).

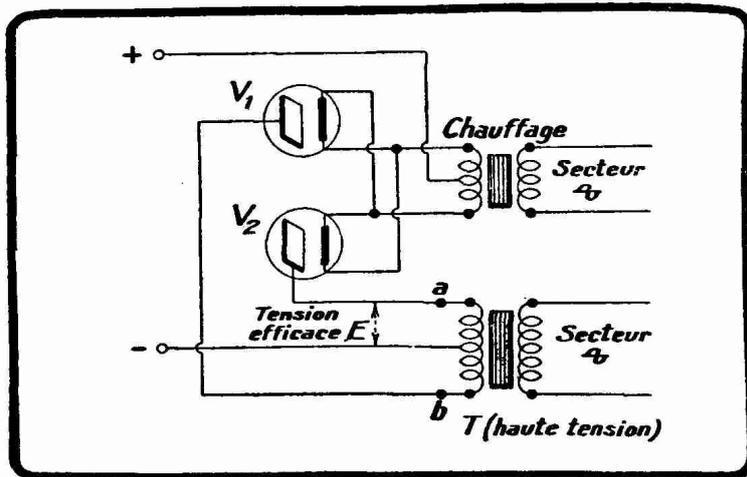


FIG. XVI-5-4. — Schéma du montage redresseur dit doubleur d'intensité utilisant deux valves mono-plaques indépendantes  $V_1$  et  $V_2$ . Ces valves peuvent être des kénotrons ou des phanotrons. Le texte suppose qu'il s'agit de phanotrons à vapeur de mercure. Le montage utilise les deux alternances de la tension de valeur efficace  $E$  à redresser.

Dans les kénotrons à filament de tungstène, les pointes du courant redressé sont d'ordinaire limitées, tronquées par le courant de saturation. Dans une valve

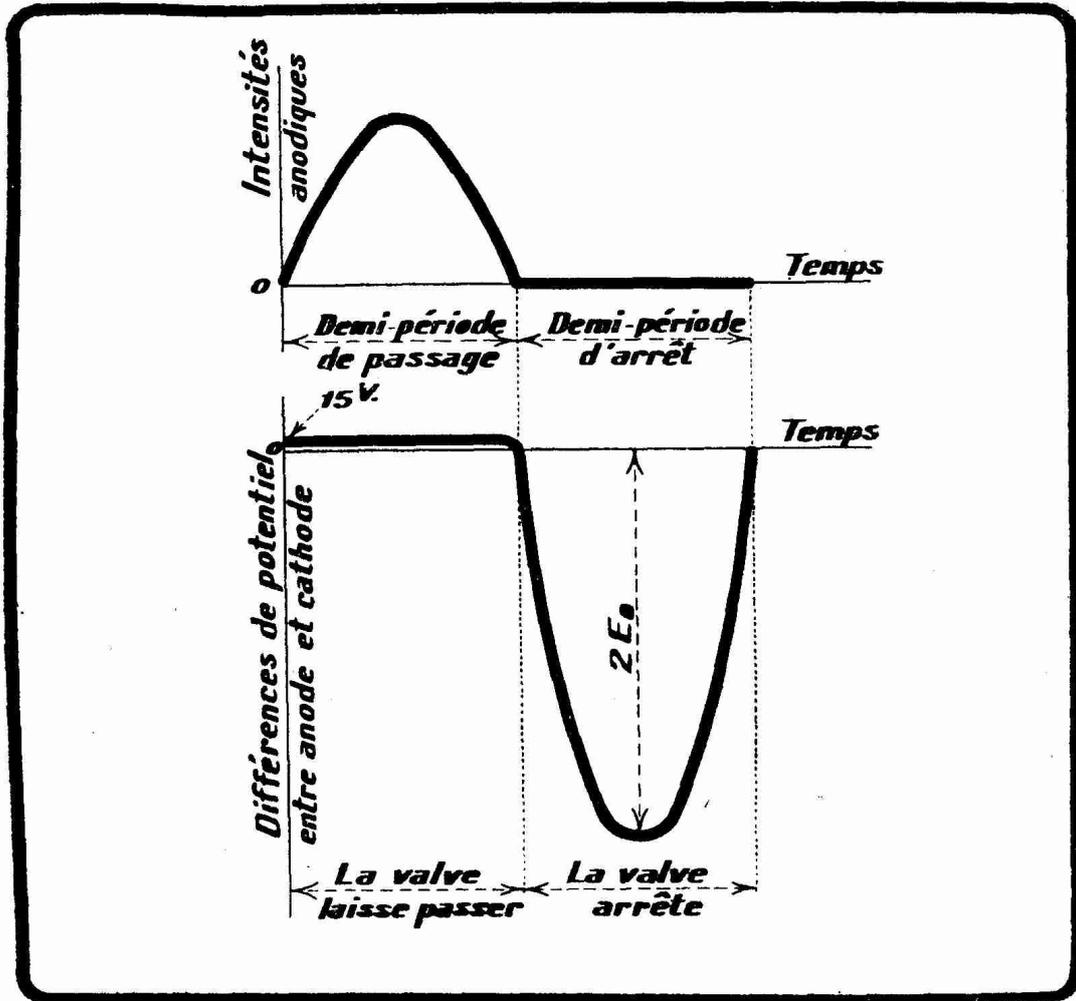


FIG. XVI-5-5. — La courbe du haut représente la variation, pendant une période du potentiel alternatif à redresser, de l'intensité traversant une des valves monoplaques à vapeur de mercure montées dans la figure XVI-5-4. La courbe du bas représente la variation de la tension entre anode et cathode pendant ce même laps de temps.  $E_0$  est la tension maximum correspondant à la tension efficace  $E$  de la moitié du secondaire de  $T$ .

à vapeur de mercure, rien ne vient s'opposer à ce que le courant qui la traverse atteigne des valeurs prohibitives. Aussi est-il capital de placer entre un redresseur comportant des valves à vapeur de mercure et le premier condensateur du filtre qui suit ce redresseur une bobine de self qui limite le courant traversant les valves (1). Les légendes des figures XVI-5-6 et XVI-5-7 résument clairement les avantages du filtre à self préalable.

Pour une valeur donnée de la fréquence à redresser, la self à monter en avant du filtre est proportionnelle à la valeur maximum de la tension à redresser. En général, 10 henrys constituent une excellente valeur moyenne de cette self pour un condensateur d'entrée du filtre de 8 microfarads.

A l'intention des amateurs, il existe un certain nombre de valves à vapeur de mercure à cathode chaude (cathode à oxyde, à chauffage direct ou, exceptionnellement, indirect) dont voici quelques types assez répandus (page 506).

(1) Cette précaution, indispensable dans le cas d'un redressement par phanotrons à vapeur de mercure, est conseillée quelquefois dans le cas d'un redressement par kénotrons.

p 505 manque

p 506 manque

teuse ; cette composante est utilisée à partir de E à diverses *commandes automatiques* dans le récepteur (commande automatique de volume, commande automatique de silence, etc...) ;

2° une composante alternative HF, résultant de l'oscillation porteuse et qui a la fréquence de cette oscillation : cette composante est inutilisée et aiguillée sur la masse (point M) par le condensateur de faible valeur shuntant R ( $C_1$  dans la figure XVI-6-1 A, ensemble  $C_1, C$  dans la figure XVI-6-1 B) ;

3° une composante alternative BF qui reproduit la modulation de l'oscillation disponible aux bornes du circuit LC ; cette composante est transmise à la partie basse fréquence du montage qui l'amplifie et lui donne la puissance nécessaire à l'attaque du haut-parleur.

La figure XVI-6-2 A représente la variation de la composante continue apparaissant en E en fonction de la valeur efficace de l'oscillation porteuse disponible aux bornes du circuit LC supposée non modulée. La figure XVI-6-2 B représente la variation de la composante alternative en fonction de la valeur efficace de l'oscillation porteuse disponible aux bornes du circuit LC, supposée modulée à 30 %. Ces courbes ont été relevées sur une double diode à chauffage indirect EB4 Philips (6,3 volts-0,2 A).

Il existe peu de diodes simples à une seule anode (nous signalerons la D42 Gecovalve et les diodes de mesures). Les *doubles diodes* (à deux anodes) sont plus nombreuses, par exemple la double diode métallique 6H6 américaine, la double diode EB4 Philips, la double diode D41 Gecovalve (4 volts-0,3 A).

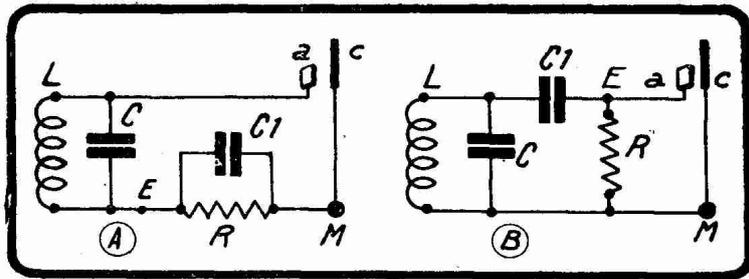


FIG. XVI-6-1. — La détection diode telle qu'elle est mise en œuvre dans les récepteurs modernes.

En A : détection série.  
En B : détection parallèle.

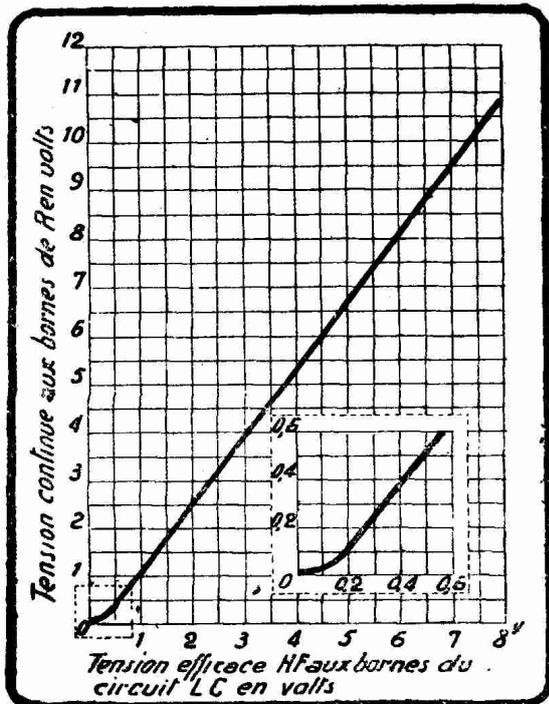


FIG. XVI-6-2 A. — Courbe caractéristique d'une diode EB4 en supposant avoir affaire à la détection d'une simple oscillation porteuse.

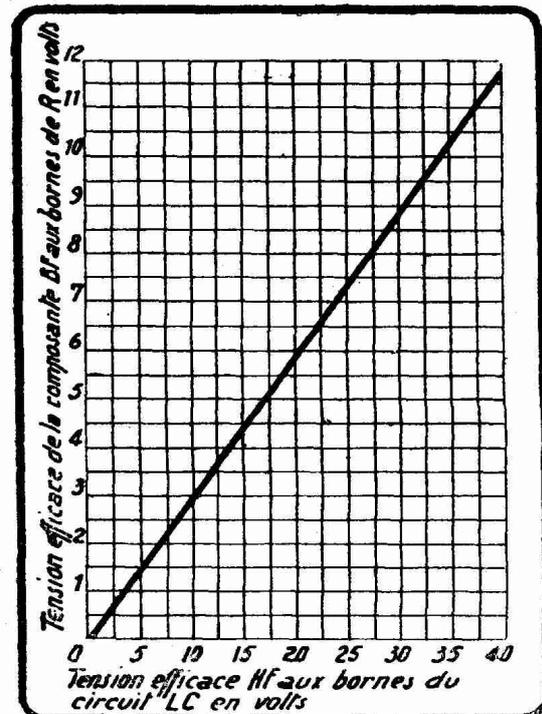


FIG. XVI-6-2 B. — Courbe caractéristique d'une diode EB4 supposée attaquée par une oscillation HF modulée à 30 %.

D'ailleurs, il est facile de transformer une double diode en diode simple, en reliant les deux anodes.

Dans l'EB4 et la 6HG, il y a deux cathodes indépendantes ; les deux ensembles anode-cathode sont distincts et séparés par un blindage qui est réuni à un contact spécial sur le culot. Ce blindage élimine toute interaction d'un ensemble

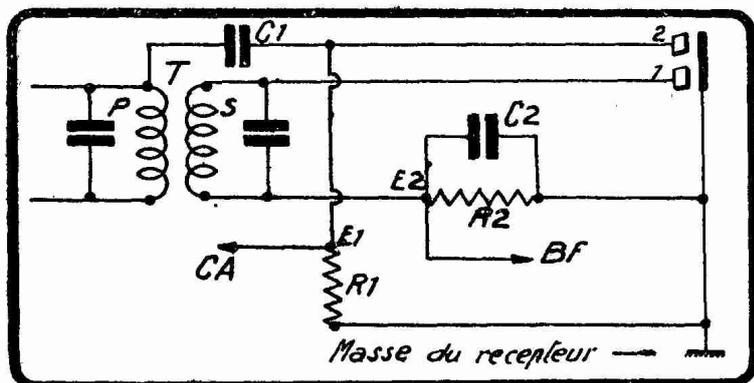


FIG. XVI-6-3. — Principe du montage habituel d'une double diode dans un récepteur moderne :

$C_1 = C_2 = 100 \text{ pF}$  ;  $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$  ;  $R_2 = 500.000 \text{ ohms}$ .

En pratique  $R_2$  est souvent remplacée par un potentiomètre et la BF est « prise » sur le curseur au lieu de l'être à une extrémité de  $R_2$ , comme indiqué sur la figure. Cette disposition du potentiomètre permet de doser la tension BF transmise à la partie BF.

sur l'autre du fait d'électrons vagabonds et garantit une indépendance pratiquement absolue des deux ensembles montés dans la même ampoule. Ces doubles diodes permettent de réaliser la double détection de la figure XV-4-9. Elles autorisent bien d'autres montages, comme nous aurons l'occasion de le voir dans la suite de cet ouvrage.

Une utilisation très habituelle de la double diode, dont on réunit alors les deux cathodes lorsque l'on a affaire à une double diode à cathodes indépendantes, est donnée figure XVI-6-3, qui combine la détection série (anode 1) et la détection parallèle (anode 2). Le transformateur T est, dans la

pratique, le dernier transformateur moyenne fréquence.

La composante BF, transmise à la partie basse fréquence du montage, est détectée « en série » à partir du secondaire S et apparaît en  $E_2$ .

La composante continue, transmise aux circuits de CA (commande automatique), est détectée « en parallèle » à partir du primaire P et apparaît en  $E_1$ .

Cette disposition répartit l'amortissement dû aux diodes également entre le primaire et le secondaire de T et augmente la sélectivité apparente du récepteur.

### § 7. — La diode voltmètre.

On emploie la diode, sous une forme spéciale (à capacité très réduites), pour mesurer les tensions d'oscillations à très haute fréquence (1). C'est ce que l'on appelle la diode voltmètre. Nous citerons comme exemple l'A373 Gecovalve. Cette diode à chauffage direct (1,8 volt, 1,6 ampère) permet, par redressement, de mesurer les valeurs maxima de tensions alternatives dont la fréquence peut atteindre 300 Mc/s et la tension 2.000 volts. L'anode est accessible par une tige rigide émergeant du sommet de l'ampoule ; la capacité anode-flament est de 0,5 pF. L'émission maximum est de 3 mA.

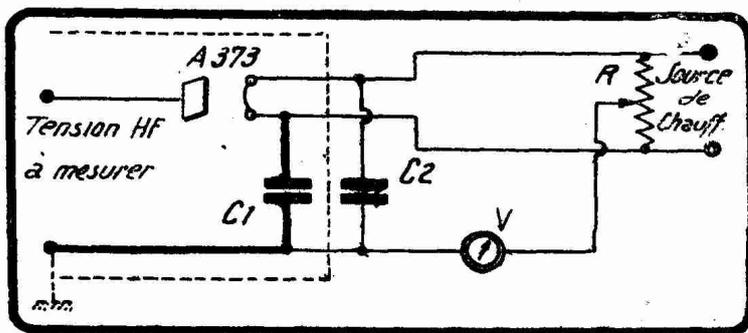


FIG. XVI-7-1. — Montage pratique de la diode voltmètre. La connexion en gros trait doit être maintenue aussi courte que possible.

(1) Dépasseant 100 Mc/s.

La figure XVI-7-1 donne le schéma d'utilisation pratique de la diode volt-mètre A373. Le voltmètre V est un électrostatique (4) donnant les valeurs de pointe auxquelles se chargent les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ , de 1.000 pF chacun dans le cas de la haute fréquence (pour les fréquences industrielles il faudrait prendre  $C_1 = C_2 = 0,1 \mu\text{F}$ ). Le pointillé représente le blindage mis à la terre. La source de chauffage (accumulateur ou transformateur) doit être très soigneusement isolée de la terre ; la résistance de fuite du filament de la diode vers la terre ne doit pas être inférieure à 500 mégohms. R est une résistance de 100 ohms à prise médiane. Pour des fréquences ne dépassant pas 100 mégacycles par seconde et des tensions supérieures à 100 volts, on peut utiliser les lectures directes du voltmètre avec une précision de quelques centièmes. Pour des tensions inférieures à 100 volts, il est nécessaire de se livrer à un étalonnage préalable de l'appareil.

### § 8. — Quelques diodes.

Voici, pour terminer, quelques doubles diodes du marché actuel.

TYPE	MARQUE ou origine	Tension de chauffage en volts	Intensité de chauffage en A	Tension max. par anode en volts	Débit max en mA
AB2	Philips	4	0,65	140	0,8
D41	Gecovalve	4	0,3	35	0,130
EB4	Philips	6,3	0,2	140	0,8
6H6	U.S.A.	6,3	0,3	100	2

Les tensions appliquées pratiquement aux anodes des diodes utilisées dans les montages détecteurs du type de la figure XVI-1-2 dépassent rarement 30 volts.

La figure XVI-8-1 donne l'aspect extérieur et l'aspect intérieur d'une double diode EB4. On voit nettement les deux ensembles diodes séparés qui permettent des utilisations spéciales comme la double détection de la figure XV-4-9.

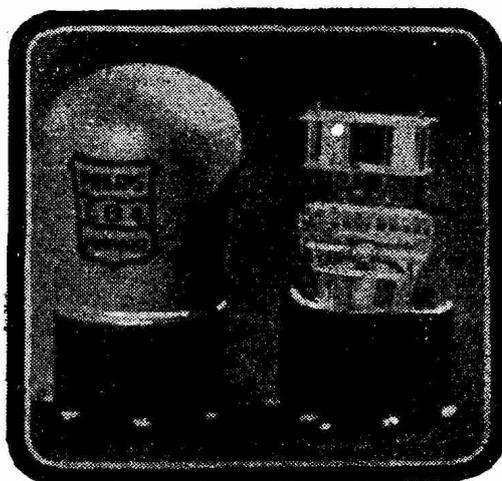


FIG. XVI-8-1. — Vues extérieure et intérieure de la double diode EB4 Philips.

(1) Ou encore un voltmètre à lampe.

Cette lampe est de très faible encombrement. Cependant la double diode américaine métallique 6H6 est encore plus petite (41 mm de hauteur totale, broches du culot comprises).

### § 9. — Quelques diodes pour télévision et applications spéciales.

Depuis la dernière guerre 1939-44, la technique américaine a mis au point des doubles diodes présentant de faibles capacités et de faibles pertes, utilisées surtout dans des montages de télévision, de changement de fréquence, et toutes autres applications des ondes courtes et ultra-courtes.

Le tableau ci-dessous donne les principales caractéristiques de ces diodes :

TYPE	MARQUE	Tension de chauffage en volts	Intensité de chauffage en ampères	Tension par anode en volts	Débit normal maximum en mA
6AL5	RCA	6,3	0,3	150	9
12AL5	RCA	12,6	0,15	150	9
7A6	RCA	6,3	0,15	150	8

Le tube 6AL5 est utilisé comme détecteur en télévision et dans les circuits modulateurs de fréquence. Les capacités relativement faibles entre électrodes permettent son utilisation à des fréquences très élevées, sa fréquence de résonance étant approximativement de 700 Mc/s.

#### Capacités entre électrodes du tube 6AL5 :

Plaque n° 1 et cathode n° 1 .....	3,2 pF
Plaque n° 2 et cathode n° 2 .....	3,2 pF
Cathode n° 1 et plaque n° 1 .....	3,6 pF
Cathode n° 2 et plaque n° 2 .....	3,6 pF
Plaque n° 1 et plaque n° 2 .....	0,026 pF

Le tube 12AL5 présente les mêmes caractéristiques que le tube 6AL5, excepté la tension de chauffage et l'intensité de chauffage, comme le mentionne le tableau ci-dessus.

Quant au tube 7A6, il offre des caractéristiques sensiblement identiques, et ses applications sont similaires à celles du tube 6H6 de la série tout métal.

## CHAPITRE II

**PROPRIETES GENERALES DE LA LAMPE TRIODE  
COURBES CARACTERISTIQUES ET CONSTANTES  
DE FONCTIONNEMENT**

§ 10. — Généralités.

La lampe à deux électrodes, la diode, n'est qu'un redresseur de courant (valve de Fleming, kénotron). En ajoutant à cette diode la grille de Lee de Forest, on obtient la lampe à trois électrodes (cathode, grille, anode) dite aussi *lampe triode*.

Dans les paragraphes précédents, nous avons représenté schématiquement la lampe diode comme l'indiquent la figure XVI-10-1 A (chauffage direct) et la

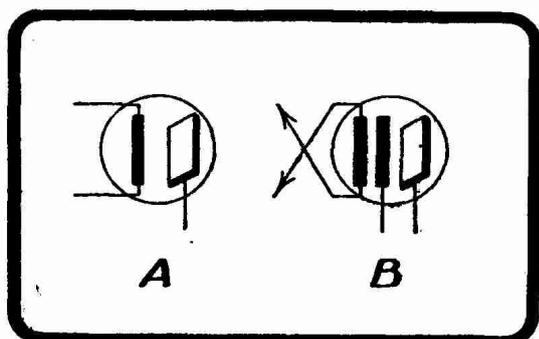


FIG. XVI-10-1. — Représentation schématique d'une diode.  
A. Chauffage direct.  
B. Chauffage indirect.

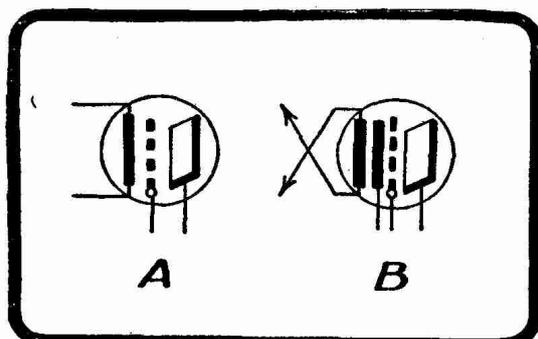


FIG. XVI-10-2. — Représentation schématique d'une triode.  
A. Chauffage direct.  
B. Chauffage indirect.

figure XVI-10-1 B (chauffage indirect). Suivant le même principe, nous représentons une triode à chauffage direct comme le montre la figure XVI-10-2 A et une triode à chauffage indirect comme le montre la figure XVI-10-2 B. Pour illustrer beaucoup de considérations théoriques, nous n'aurons même besoin que de la représentation schématique simplifiée de la figure XVI-10-3 dans laquelle aucune hypothèse n'est faite sur la nature du chauffage de la cathode.

L'adjonction <sup>(1)</sup> de la grille permet de transformer la diode en un *relais* extrêmement sensible, d'une inertie mécanique réduite à celle des électrons, c'est-à-dire pratiquement négligeable. C'est l'adjonction de cette troisième électrode — laquelle transforme la diode en triode — qui a permis d'utiliser la lampe en relais amplificateur, en dispositif générateur d'oscillations, le rendement de la fonction détectrice étant, par ailleurs, amélioré.

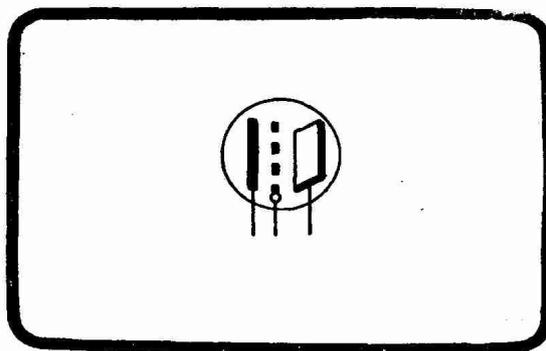


FIG. XVI-10-3. — Représentation schématique simplifiée d'une triode : la cathode à gauche, la plaque (anode) à droite, la grille au milieu.

(1) La grille peut être placée en un point quelconque de l'ampoule, mais en général elle est disposée entre la cathode et l'anode.

La grille permet d'agir sur le flux des électrons allant de la cathode à l'anode et, par conséquent, sur l'intensité du courant d'anode.

On conçoit *a priori* que l'on puisse agir sur le flux d'électrons traversant l'espace cathode-anode en appliquant à la grille un *potentiel* variable par rapport à celui de la cathode.

Nous allons commencer par préciser ces notions en définissant ce que l'on entend par *courbes caractéristiques* d'une lampe triode.

### § 11. — Courbes caractéristiques tension grille-courant anode et courbes caractéristiques tension anode-courant anode.

Considérons une lampe triode montée comme l'indique la figure XVI-11-1, qui représente ce que l'on appelle quelquefois le montage *pliotron*. La cathode K

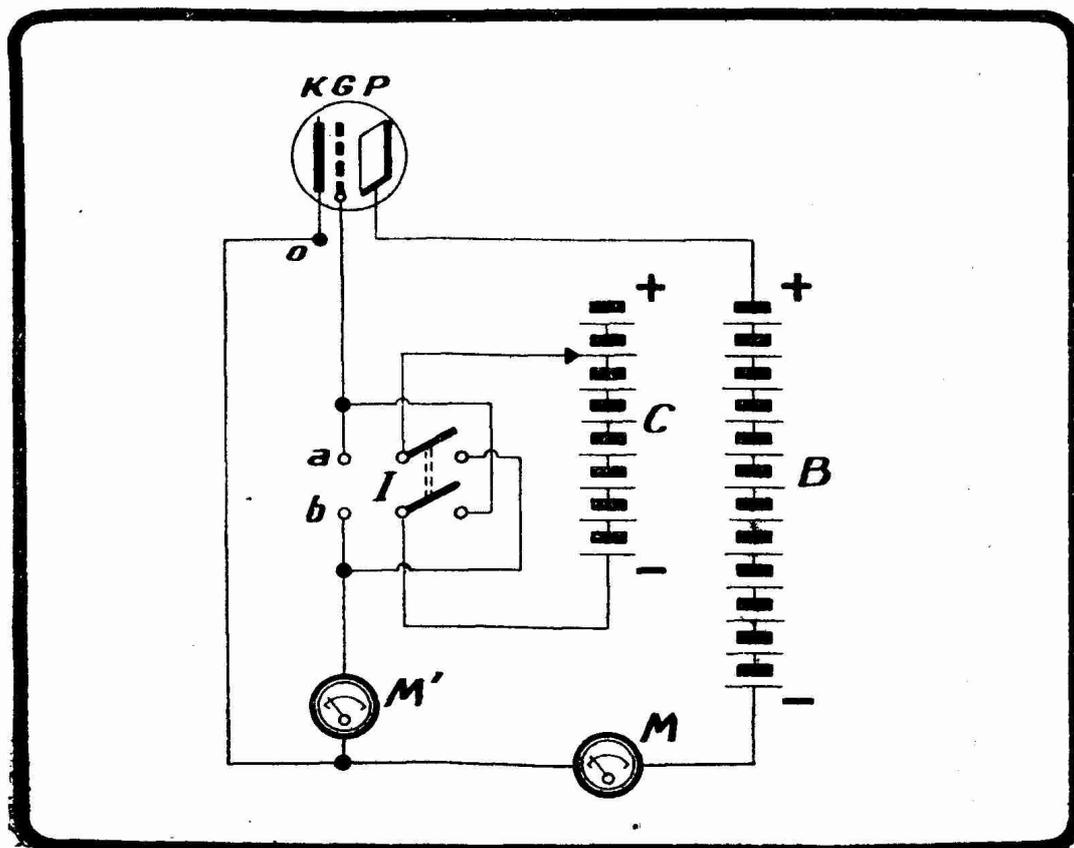


FIG. XVI-11-1. — Montage d'une triode permettant de relever ses courbes caractéristiques. L'inverseur I et la batterie à prises C permettent de faire varier la tension de la grille de  $-u$  à  $+u$  par rapport à 0,  $u$  étant la tension maximum de la batterie C.

est chauffée d'une manière (directe ou indirecte) sur laquelle, pour le moment, nous ne donnons aucune précision. L'anode est reliée à une extrémité O de la cathode par l'intermédiaire d'une source de tension continue B que nous supposons, figure XVI-11-1, être constituée, pour fixer les idées, par une batterie d'accumulateurs (1). Un milliampèremètre M est inséré entre la source B et le

(1) La source de tension anodique peut être, nous le verrons, une batterie de piles sèches, d'éléments d'accumulateurs de faible capacité (2 à 5 Ah) ou encore un « bloc » d'alimentation sur le secteur. La force électromotrice de la source B était classiquement (1918-1927) de 80 volts ; les lampes de réception modernes exigent de 25 à 150 volts dans le cas de la technique « batteries », de 90 à 220 volts dans le cas de la technique « tous courants » et de 200 à 300 volts dans le cas de la technique « alternatif ». L'amplification de puissance exige de 250 à 600 volts et plus.

point O. Le circuit KPBM, fermé par l'espace cathode-anode, est le *circuit d'anode*. La grille G est reliée à l'extrémité O de la cathode par une batterie C, dont on peut inverser le sens de branchement à l'aide de l'inverseur I et faire varier la tension effective disponible entre a et b à l'aide d'un potentiomètre ou de prises, et par un galvanomètre M' qui doit être sensible au millième de milliampère, c'est-à-dire au microampère. La tension fixe appliquée à la grille pour la détermination d'un certain courant d'anode, s'appelle dans la pratique la *polarisation de grille* et la source C prend le nom de batterie ou dispositif de polarisation.

Le circuit KGCM', fermé par l'espace cathode-grille, constitue le *circuit de grille*. Circuits de grille et d'anode se referment sur l'extrémité O de la cathode, extrémité que, pour cette raison, on appelle quelquefois *point commun* des circuits d'anode et de grille.

Lorsque la triode est chauffée directement, c'est-à-dire lorsque la cathode est à proprement parler un « filament », le point O est, par convention, l'extrémité de ce filament reliée au pôle négatif de la source de chauffage, source que nous appelons A d'après les conventions du paragraphe 1.

Lorsque la triode est à chauffage indirect, le point O est purement et simplement un point quelconque de la cathode et, en particulier, sa prise k de la figure XVI-4-5.

*De toutes façons, nous convenons de comparer les potentiels de la grille et de l'anode à celui de l'extrémité O.* Cela revient à dire — il est utile d'insister sur ce point — que dans le cas du chauffage direct, les potentiels de la grille et de l'anode sont comparés à l'extrémité négative du filament (cathode), et que, dans le cas du chauffage indirect, les potentiels de la grille et de l'anode sont comparés à la cathode.

Supposons maintenant un chauffage de la cathode et une tension d'anode (batterie B) fixes. Nous allons faire varier le potentiel de la grille par rapport à celui du point O en faisant varier la tension fournie entre a et b de valeurs négatives, assez grandes en valeur absolue, à zéro et de zéro à des valeurs positives assez fortes. Nous suivrons au cours de l'opération les indications données par les galvanomètres M et M'.

Faisons varier, par exemple, le potentiel grille de  $-4$  volts à  $+40$  volts. Lorsque la grille est fortement négative par rapport au filament (en dessous de  $-30$ , par exemple, pour une tension d'anode de l'ordre de 50 à 60 volts), les électrons émis par la cathode sont repoussés par la grille et ne peuvent atteindre l'anode : il n'y a pas de courant dans le circuit d'anode. Le galvanomètre M ne dévie pas.

Si le potentiel grille se rapproche de zéro, à partir d'une certaine valeur ( $-18$  volts par exemple) de ce potentiel, un certain nombre d'électrons peuvent atteindre l'anode : il naît dans le circuit d'anode un faible courant (1) qui croît au fur et à mesure que le potentiel grille croît. Le galvanomètre M donne une déviation de plus en plus prononcée.

Un peu avant que le potentiel grille soit nul (c'est-à-dire égal à celui du point O de la cathode), le courant apparaît dans le circuit de grille ainsi que le montre le galvanomètre G'.

Lorsque le potentiel de la grille devient positif, le courant dans le circuit d'anode continue à augmenter jusqu'à ce que la saturation soit atteinte. Il se produit ici, en effet, le même phénomène que dans le cas de la lampe à deux électrodes. Lorsque la grille atteint un potentiel assez élevé pour que tous les électrons émis par la cathode soient « absorbés » par la grille et l'anode, seule une augmentation de chauffage de la cathode peut accroître l'émission électronique.

---

(1) Le point sur l'axe des tensions grille qui marque le début du courant plaque est appelé quelquefois *point de cut-off*. On appelle de même *polarisation de cut-off* la valeur correspondante de la tension grille.

Le courant grille augmente de son côté, comme nous le verrons.

Cherchons à représenter graphiquement les phénomènes ci-dessus. A cet effet, portons sur deux axes rectangulaires en abscisses les tensions grille exprimées en volts et en ordonnées les intensités du courant d'anode exprimées en milliampères. Nous obtenons la courbe C de la figure XVI-11-2.

Lorsque la grille est à un potentiel supérieur à tous les points de la cathode, il existe un faible courant grille décelé par le galvanomètre M' (fig. XVI-11-1). Portons sur l'axe des ordonnées de la figure XVI-11-2 une graduation

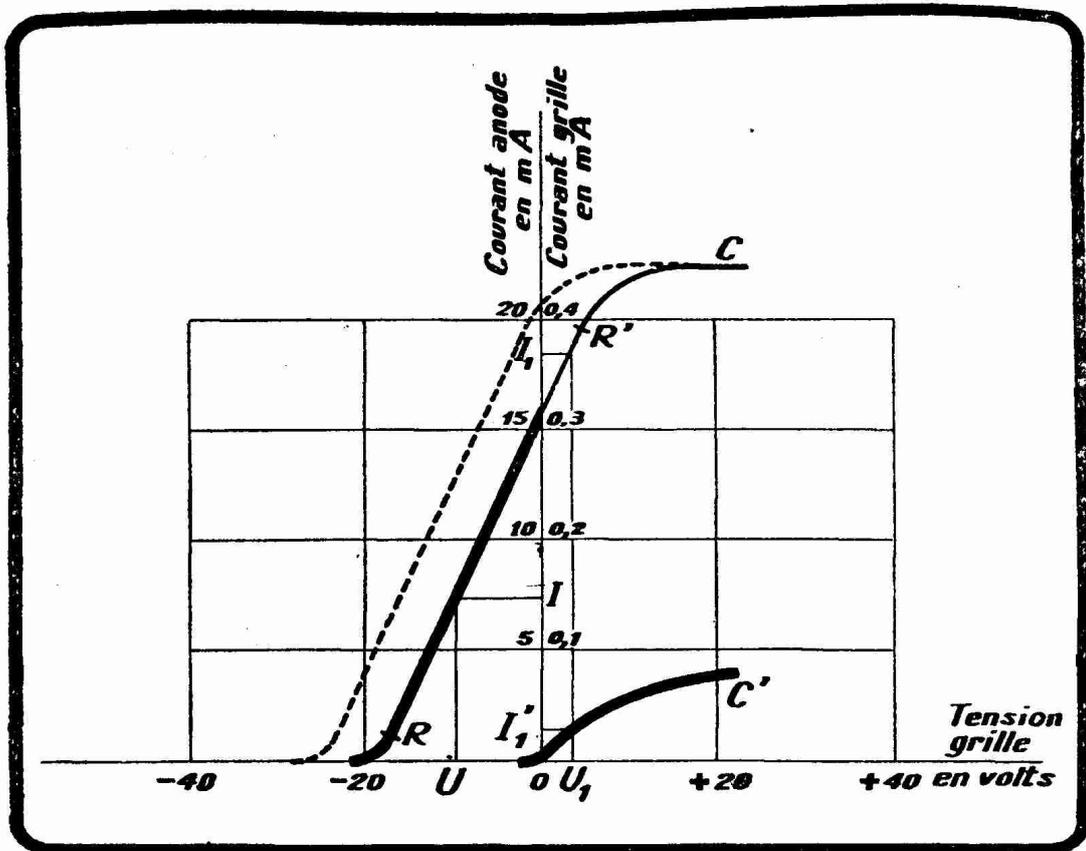


FIG. XVI-11-2. — Courbes caractéristiques tension grille-courant anode d'une lampe triode. C est la caractéristique d'anode donnant la variation du courant d'anode en fonction de la tension grille. C' est la caractéristique de grille donnant la variation du courant de grille en fonction de la tension grille.

en 1/10 de milliampère ; nous pouvons tracer la courbe C' de variation du courant grille en fonction de la tension grille.

Les courbes C et C' représentent respectivement les *courbes caractéristiques d'anode et de grille* pour la tension d'anode (batterie B de la figure XVI-11-1 considérée). Chaque point des courbes telles que C, courbe dont la position dépend, nous allons le voir, de la tension d'anode choisie (batterie B), est dit *point figuratif* d'un état de fonctionnement de la lampe ; il est déterminé par une valeur de la tension appliquée à la grille, tension qui ici varie (les volts grille sont portés en abscisses).

La courbe C de la figure XVI-11-2 est la *caractéristique anode à tension anodique constante* ou *caractéristique tension grille-courant anode* ; la variable est la tension grille.

Pour une valeur donnée U du potentiel grille, il y a une valeur bien déterminée I du courant d'anode que l'on obtient par la construction de la figure

XVI-11-2. Pour un potentiel grille positif il y a non seulement une valeur du courant d'anode, mais encore une valeur du courant grille. Ainsi le potentiel grille positif  $U_1$  donne un courant d'anode  $I_1$  et un courant grille  $I_1'$ .

Dans beaucoup de cas pratiques d'utilisation des lampes de T. S. F., la tension grille est toujours négative ou, au plus, nulle ; on ne considère alors dans les courbes telles que C que les parties situées à gauche de l'axe des ordonnées (partie en trait renforcé de la figure XVI-11-2).

La caractéristique tension grille-courant anode présente une portion RR' approximativement rectiligne, comprise entre deux régions présentant une courbure assez prononcée. La région courbe du bas (à gauche) correspond à des potentiels grille négatifs et à des courants d'anode très faibles. La région courbe du haut (à droite) correspond à des potentiels grille positifs et est due à l'intervention soit de la saturation (cas des lampes à cathode de tungstène) soit de l'effet du dynatron (cas de toutes les lampes) que nous examinerons dans un instant.

La courbe C', courbe caractéristique de grille, commence sur l'axe horizontal en un point dont l'abscisse peut varier, même pour des lampes de modèle identique, de 0 à -2 volts. Dans certaines lampes peu vidées, on observe par ailleurs un *courant inverse* de grille qui peut atteindre 2 ou 3 microampères. La courbe A de la figure XVI-11-3 montre, d'après Rukop, l'allure d'un tel courant inverse de grille. Nous verrons plus loin l'intérêt pratique de ce courant inverse.

Habituellement, le départ du courant grille a l'allure d'une des courbes B, C ou D.

Les lampes de réception à chauffage direct employées sur les récepteurs « batteries » modernes présentent une caractéristique de grille commençant en O (courbe D de la figure XVI-11-3).

Les lampes à chauffage indirect employées sur les postes récepteurs secteur, présentent une caractéristique de grille commençant aux environs de -1 ou -1,5 volt grille (courbe C de la figure XVI-11-3).

On voit immédiatement, figure XVI-11-2, que pour des potentiels grille compris entre les abscisses des points R et R', des variations de ces potentiels produiront des variations du courant d'anode d'autant plus amples que la partie RR' se rapproche plus de la verticale. C'est ce que l'on appelle l'influence de la *pente* de la caractéristique sur l'effet de relais de la lampe à trois électrodes, effet qui est à la base du mécanisme de l'amplification.

Quelle modification subit la caractéristique tension grille-courant anode lorsque l'on augmente la tension appliquée à l'anode, c'est-à-dire, figure XVI-11-1, la tension de la source B ? Le chauffage de la cathode ne change pas, donc le courant de saturation, lorsqu'il existe, ne subit pas de modification. Comme le potentiel de l'anode est augmenté, le nombre des électrons attirés par l'anode est également augmenté et des électrons peuvent aller de la cathode à l'anode même lorsque la grille est portée à un potentiel assez négatif pour repousser ces électrons, dans le cas d'une tension d'anode plus faible. En conséquence, on peut prévoir que la caractéristique tension grille-courant anode sera déplacée parallèlement à elle-même vers les abscisses négatives, c'est-à-dire vers la gauche

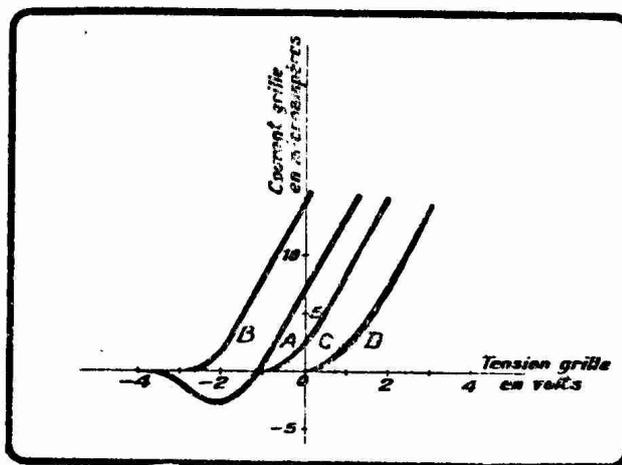


FIG. XVI-11-3. — Détails de « départ » de la courbe caractéristique de grille.

de la figure XVI-11-2. Et c'est ce que l'expérience permet de vérifier. La courbe en pointillé de la figure XVI-11-2 représente le déplacement de la courbe C produit, toutes choses restant égales par ailleurs, par une augmentation de la tension de la batterie B de la figure XVI-11-1.

Si l'on fait subir à la tension d'anode d'une lampe triode des augmentations égales, par exemple de 25 en 25 volts et que l'on relève les courbes caractéristiques tension grille-courant anode pour chaque valeur de la tension d'anode, on obtient une *famille de courbes* telle que celle de la figure XVI-11-4. Si les augmentations de la tension d'anode sont égales, les parties pratiquement droites et approximativement parallèles <sup>(1)</sup> des courbes constituant cette famille sont à peu de chose près, équidistantes.

On aurait pu établir un réseau de courbes tension grille-courant anode plus serré que celui de la figure XVI-11-4, par exemple un réseau de 5 en 5

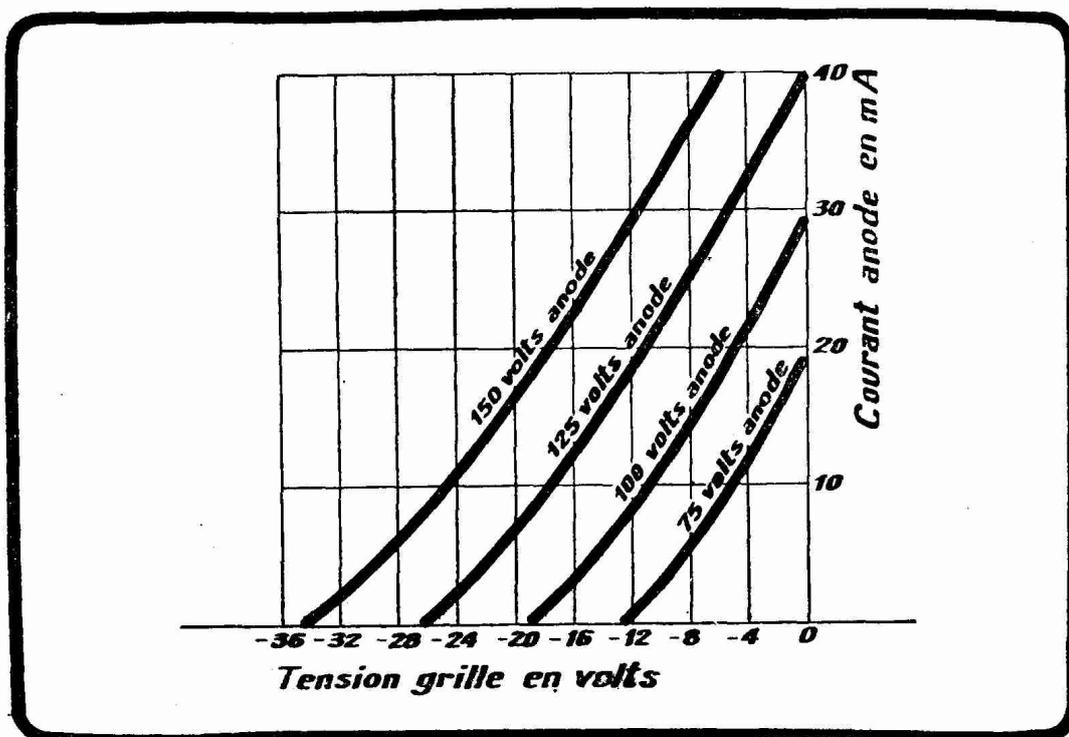


FIG. XVI-11-4. — Famille de courbes caractéristiques tension grille-courant anode correspondant à une triode d'un type très répandu.

volts. Il existe évidemment une courbe caractéristique pour une valeur donnée quelconque de la tension d'anode, par exemple 113 volts anode.

En géométrie analytique, on appelle *paramètre* une quantité qui fixe la position d'une certaine courbe d'une famille de courbes, qui identifie cette courbe. Dans les familles de courbes caractéristiques de la figure XVI-11-4, la *fonction* (c'est-à-dire la quantité dont on étudie la variation) est le courant d'anode, la *variable* est la tension de la grille par rapport à la cathode et le *paramètre* est la tension d'anode.

Une augmentation du chauffage de la cathode déplace très légèrement le point de départ de la courbe sur l'axe des abscisses, mais modifie énergiquement le courant de saturation lorsqu'il existe, comme dans le cas d'une cathode en tungstène pur. Ces circonstances sont concrétisées par la figure XVI-11-5.

Qu'arrive-t-il lorsque l'on continue à augmenter la tension grille au delà des

(1) Ces courbes ne sont pas parallèles dans toute la rigueur du terme. Leurs parties droites sont d'autant plus verticales que ces courbes correspondent à une tension d'anode plus élevée.

+ 40 volts de la figure XVI-11-2, la tension appliquée à l'anode (tension de la source B de la figure XVI-11-1) restant fixe ? Après un palier qui correspond à la saturation d'anode, le courant grille croît rapidement en même temps que se manifeste une diminution du courant d'anode, qui abandonne la valeur de saturation : les électrons émis par la cathode sont captés par la grille dont la tension augmente et atteignent l'anode en nombre décroissant. A un certain moment, lorsque la grille atteint la même tension que l'anode, le courant grille et le courant d'anode sont égaux : les courbes caractéristiques se coupent. Les variations du courant d'anode et du courant grille se font de telle manière que la somme de ces deux courants reste à peu près constante : le courant grille s'accroît de la diminution du courant d'anode, l'émission électronique étant totalement utilisée par les deux électrodes. Le courant d'anode continue à décroître, s'annule et même devient négatif : il s'inverse. La

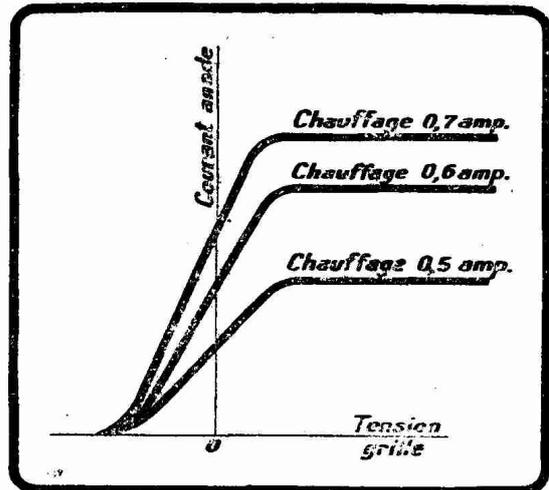


FIG. XVI-11-5. — Influence du chauffage de la cathode (cas du tungstène pur).

figure XVI-11-6 donne l'allure générale du phénomène. Lorsque l'on a affaire

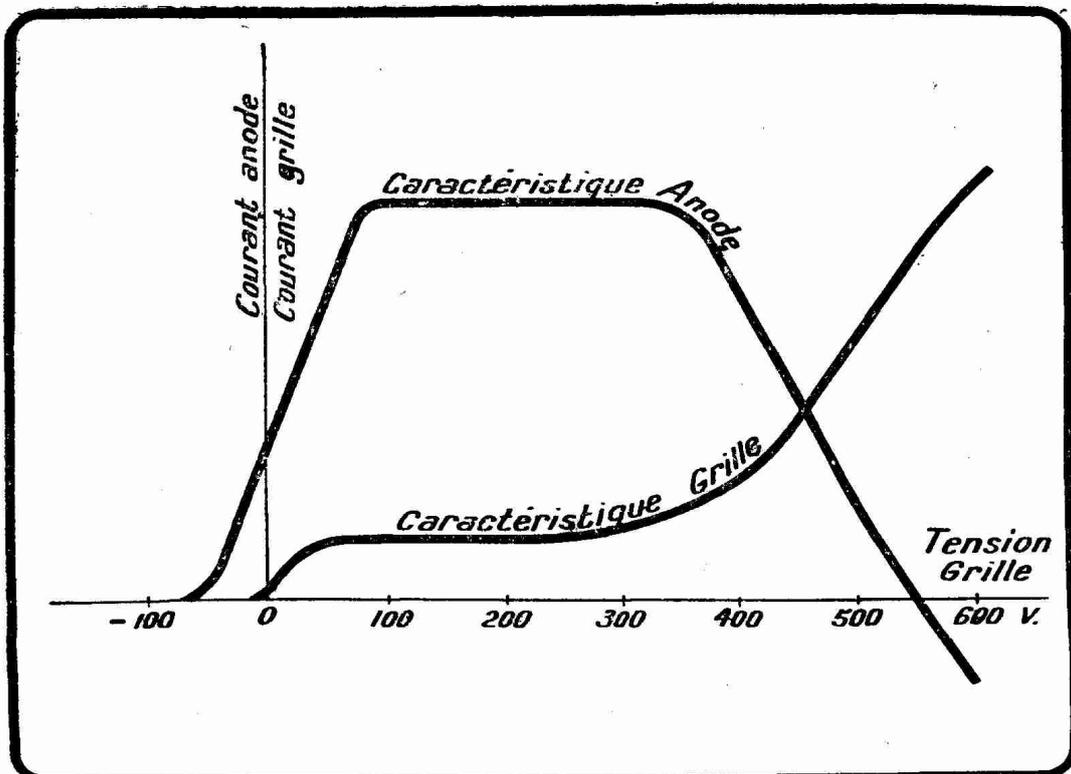


FIG. XVI-11-6. — Représentation graphique de l'effet « dynatron » : lorsque la grille devient très positive, le courant d'anode diminue.

à une cathode thoriée ou à oxyde, le courant de saturation ne se manifeste pas. La courbe caractéristique d'anode présente un maximum sans palier et la courbe caractéristique de grille augmente régulièrement (fig. XVI-11-7).

Les lampes spéciales dans lesquelles on utilise une tension d'anode faible et une tension grille élevée sont appelées *dynatrons* et ont été étudiées par Hull en 1918. Nous reviendrons plus loin sur le montage d'un tube triodé en dynatron.

La figure XVI-11-2 représente les courbes de variation du courant d'anode en fonction des variations de la tension grille, le paramètre étant la tension d'anode. Ce sont les *courbes caractéristiques tension grille-courant anode*.

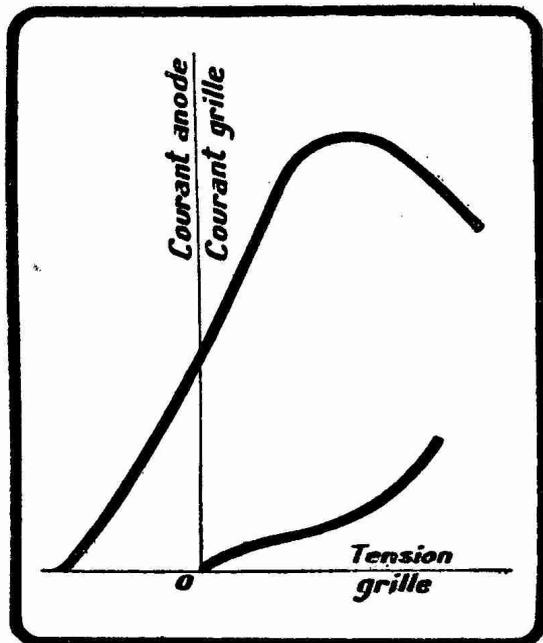


FIG. XVI-11-7. — Effet « dynatron » dans le cas d'une cathode à oxyde.

On trace également les courbes de variation du courant d'anode en fonction des variations de la tension d'anode, le paramètre étant la tension grille. Ce sont les *courbes caractéristiques tension anode-courant anode*. Ces courbes tension anode-courant anode sont aussi importantes que les courbes tension grille-courant anode. Elles vont nous familiariser avec des notions essentielles.

Supposons pour commencer que le potentiel grille soit nul ; on obtient la courbe 1 de la figure XVI-11-8 qui représente la caractéristique tension anode-courant anode à tension grille constante pour zéro volt grille.

Si l'on prend la tension constante de grille égale à  $-4$  volts, la courbe 1 est déplacée vers la droite et l'on obtient la courbe 2. Le courant d'anode ne commence pas dès que la tension anodique est plus grande que zéro : il ne peut se produire que lorsque cette tension a atteint une certaine valeur  $v$  qui est d'autant plus élevée que la tension négative de grille est plus grande en valeur absolue. La courbe 3 représente, par exemple, la caractéristique : tension anode-courant anode pour une tension constante de grille égale à  $-8$  volts. La grille négative repousse les électrons tant que l'anode n'a pas atteint un potentiel suffisant pour compenser son effet.

Si l'on considère des tensions grille positives, la grille joue le rôle d'« accélérateur d'électrons » et le courant de saturation est plus rapidement atteint que pour des tensions grille négatives. C'est ce que montrent les courbes 4 et 5 de la figure XVI-11-8 qui correspondent respectivement à des tensions constantes de grille de  $+4$  volts et de  $+8$  volts.

Dans toutes ces courbes de la figure XVI-11-8, la valeur du courant de saturation dépend bien entendu uniquement du chauffage de la cathode (cas du tungstène pur).

Comme pour les courbes caractéristiques tension grille-courant anode telles que C de la figure XVI-11-2, chaque point des courbes caractéristiques tension anode-courant anode 1, 2, 3, 4, 5, de la figure XVI-11-8 est dit point *figuratif* d'un état de fonctionnement de la lampe. La polarisation grille étant ici donnée (para-

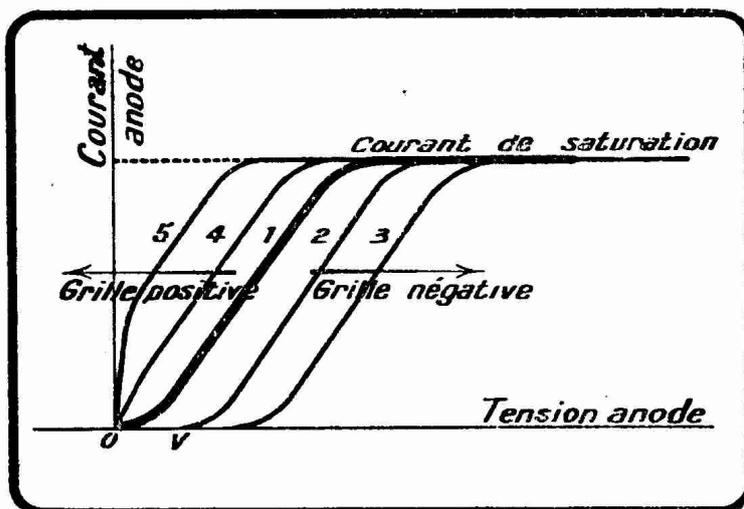


FIG. XVI-11-8. — Courbes caractéristiques tension anode-courant anode donnant la variation du courant d'anode en fonction de la tension plaque.

mètre identifiant la courbe), la position de ce point dépend de la tension d'anode qui ici varie (les « volts anode » sont portés en abscisses).

Les parties ascendantes des courbes peuvent être considérées comme rectilignes et parallèles avec une approximation suffisante pour un grand nombre de besoins de la pratique.

Dans le cas où la cathode est en tungstène thorié ou à oxyde, le courant de saturation est soit mal défini, soit inaccessible (par intervention de l'effet dynatron

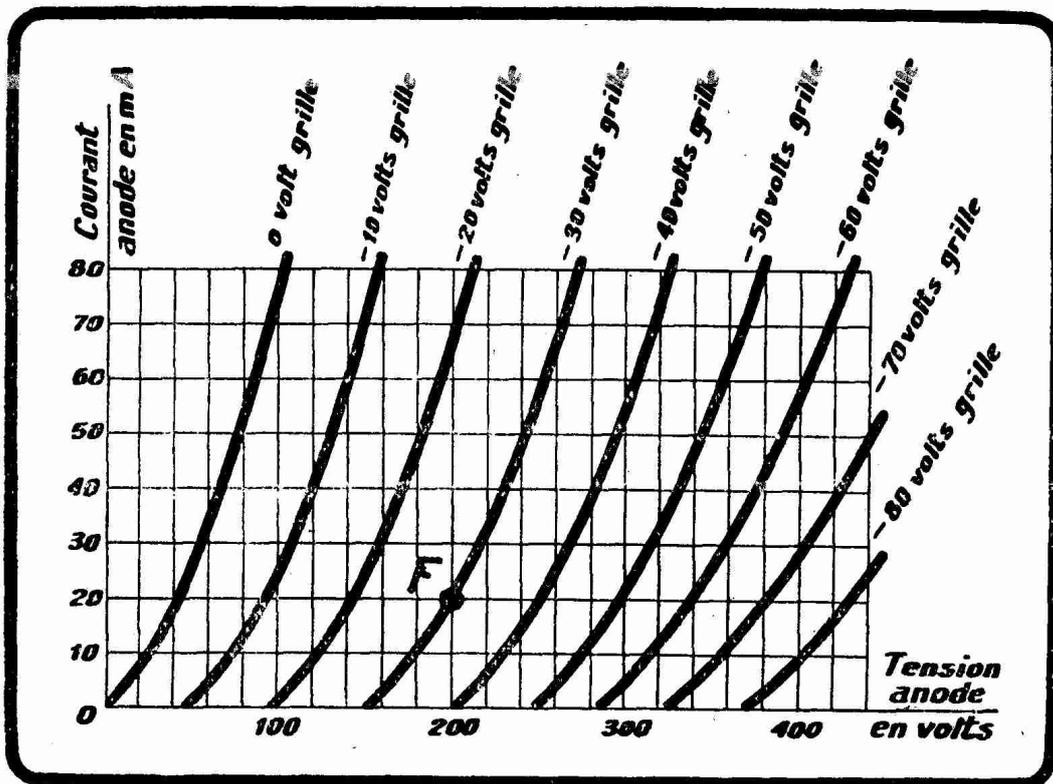


FIG. XVI-11-9. — Famille de courbes caractéristiques tension anode-courant anode correspondant à une lampe du type européen.

en particulier) ; il correspondrait d'ailleurs à des tensions grille positives que l'on évite généralement dans la pratique (amplification classe A).

Aussi, le plus souvent, les courbes caractéristiques tension anode-courant anode données pour une lampe sont du type de la figure XVI-11-9 où ne sont représentées que les amorces des courbes, seules parties utilisées. On n'a tracé que les courbes correspondant à 0, — 10, — 20, — 30, — 40, — 50, — 60, — 70, — 80 volts grille. On aurait pu établir un réseau plus serré, par exemple un réseau de — 5 volts en — 5 volts, ou encore de — 2,5 volts en — 2,5 volts. Il existe évidemment une courbe caractéristique tension anode courant anode pour une valeur donnée quelconque de la tension grille, par exemple — 18,7 volts grille.

Nous nous rendrons compte, et cela dès le paragraphe qui suit, de l'utilité théorique et pratique respectives des courbes caractéristiques tension grille-courant anode et des courbes caractéristiques tension anode-courant anode.

La notion de courbe caractéristique et celle de point figuratif vont nous permettre, pour terminer ce paragraphe, de définir la *puissance du courant d'anode* et la *dissipation anodique*.

Considérons un point quelconque d'une des courbes de la figure XVI-11-9, le point F de la courbe « — 30 volts grille » par exemple. Ce point F correspond à — 30 volts grille, à 200 volts anode et à 20 milliampères anode.

On appelle, dans ces conditions, puissance P du courant d'anode le produit de la tension  $E_a$  appliquée à l'anode et du courant d'anode  $I_a$  :

$$(1) \quad P = E_a I_a$$

Dans le cas de la lampe dont les courbes caractéristiques tension anode-

courant anode ont été données figure XVI-11-9, et dans les circonstances considérées, c'est-à-dire pour le point F choisi, on a :

$$P = 200 \times 0,020 = 4 \text{ watts}$$

La puissance anodique  $P$ , définie par la relation (1), se traduit physiquement par un échauffement de l'anode dû au bombardement électronique de cette électrode. Sa valeur maximum est fixée par les conditions de dissipation de la chaleur à laquelle se trouve portée cette électrode ; autrement dit par la quantité de chaleur que l'anode peut absorber sans danger pour la lampe. La valeur maximum  $P_a$  que peut prendre  $P$  s'appelle *dissipation anodique* ou *dissipation plaque*.

La dissipation anodique est une caractéristique importante des lampes à fort courant d'anode (lampes détectrices de puissance, lampes d'amplification BF de puissance, lampes d'émission).

## § 12. — Définitions classiques élémentaires de la résistance interne, du coefficient d'amplification et de la pente de la caractéristique.

Les trois caractéristiques électriques qui dominent l'étude non seulement de la lampe triode, mais encore de toute lampe à grilles multiples, sont :

- la résistance interne ou résistance dynamique ;
- le coefficient d'amplification ;
- la pente de la caractéristique d'anode ou conductance mutuelle.

1° *Résistance interne*. — Si dans les parties ascendantes admises comme droites des courbes tension anode-courant anode de la figure XVI-11-8, on suppose que la tension d'anode varie de la quantité  $v$ , le courant d'anode varie de la quantité  $i$ . Les deux quantités  $v$  et  $i$  sont liées par la relation :

$$\rho = \frac{v}{i} = \text{constante}$$

$\rho$  est la *résistance interne* de la lampe ou encore *résistance dynamique*.  $\rho$  est d'autant plus grand que l'anode est plus éloignée de la cathode, toutes choses égales d'ailleurs. On diminue  $\rho$ , sans toucher à  $k$ , coefficient d'amplification que nous définirons tout à l'heure, en augmentant la longueur de la cathode.

Dès que l'on opère dans les parties courbées des caractéristiques statiques,  $\rho$  cesse d'être fixe. Lorsque l'on dit qu'une lampe présente telle résistance interne, il faut spécifier les tensions grille et anode dont il a été fait usage pendant les mesures, afin de situer la courbe choisie et la position du point figuratif considéré sur cette courbe.

Cette résistance interne  $\rho$  est une impédance, c'est-à-dire une résistance en courant variable (variation  $v$  et variation  $i$ ). Les Anglo-Saxons l'appellent d'ailleurs *impedance*. Elle ne doit pas être confondue avec la résistance en continu  $R$  de l'espace cathode-anode, résistance que l'on peut appeler résistance statique. Cette résistance de l'espace cathode-anode est égale au quotient de la tension continue appliquée à l'anode par le courant continu d'anode mesuré, dans le dispositif de la figure XVI-11-1, par le milliampèremètre  $M$ . Cette résistance  $R$ , loin d'être une constante de la lampe dans certaines limites comme  $\rho$ , varie considérablement avec la polarisation grille, c'est-à-dire avec le nombre des éléments de la batterie  $C$  de la figure XVI-11-1 introduits en série.

Mathématiquement  $\rho$  définit l'inverse de la pente de la tangente à la courbe caractéristique tension anode-courant anode au point figuratif considéré. Pour des points figuratifs situés dans les parties droites, la « tangente à la courbe » se confond avec lesdites parties, sa pente est constante. On peut dire alors que  $\rho$  définit l'inverse de la pente des parties droites des courbes 1, 2, 3, 4... de la figure XVI-11-8. Les diverses valeurs de  $R$ , par contre, à tension d'anode constante, correspondent chacune à une courbe différente. Ainsi la courbe 5 (grille très positive) correspond à une résistance  $R$  très faible et la courbe 3 (grille très négative) à une résistance  $R$  très forte, mais les parties rectilignes

ascendantes de ces courbes ont à très peu de choses près la même inclinaison, la même pente, elles sont pratiquement parallèles :  $\rho$  est une constante de la lampe.

$\rho$  se mesure en ohms. Pour les triodes sa valeur varie suivant les types entre 1.000 et 30.000 ohms (1).

REMARQUE. — Si la tension d'anode varie de E à zéro, le courant anodique varie de I à zéro. En employant les notations de la figure XVI-12-1, on a donc :

$$\rho = \frac{E}{I}$$

relation dans laquelle I est le courant d'anode pour E volts anode et zéro volt grille.  $\frac{E}{I}$

est la résistance en continu R de l'espace cathode-anode pour 0 volt grille. Résistance interne et résistance en continu R de l'espace cathode-anode coïncident donc pour un point de fonctionnement correspondant à zéro volt grille.

2° Coefficient d'amplification. —

Considérons la courbe caractéristique tension grille-courant anode C de la figure XVI-12-1 correspondant à une tension E de la source d'anode (batterie B de la figure XVI-11-1). Appelons I le courant d'anode pour zéro volt grille, c'est-à-dire le courant d'anode correspondant au point figuratif A de la caractéristique C. Portons la tension d'anode à une valeur plus élevée E'. On obtient une caractéristique d'anode déportée vers la gauche par rapport à C. Soit C' cette caractéristique. La grille étant toujours maintenue à 0 volt, l'augmentation de la tension d'anode a produit une augmentation du courant d'anode ; ce courant est maintenant I', il correspond au point figuratif A' de la caractéristique C'. Pour ramener le courant d'anode à sa valeur I de tout à l'heure, il faut diminuer la tension grille jusqu'à une certaine valeur — u qui est l'abscisse d'un point A' de la caractéristique C' ayant même ordonnée que le point A de la caractéristique C. Pour obtenir le point d'abscisse — u, il suffit, disposant des caractéristiques C et C', de mener par A la parallèle à l'axe des volts grille jusqu'au point A' dont l'abscisse donne — u. Au lieu d'opérer vers les volts grille négatifs, on aurait pu opérer vers les volts grille positifs en considérant une tension d'anode E' plus petite que E, ce qui aurait eu pour effet de déporter C' vers la droite. Nous avons préféré mettre en œuvre les volts grille négatifs, car, ainsi que nous l'avons dit, la polarisation grille est, en pratique « amateur », généralement négative.

On appelle *coefficient d'amplification en volts* de la lampe et l'on désigne en France, par la lettre minuscule k, le rapport :

$$k = \frac{v}{u}$$

v étant la différence E' — E entre les deux tensions d'anode qui ont servi à tracer les courbes C' et C.

k est une constante de la lampe dans les parties ascendantes rectilignes des caractéristiques tension grille-courant anode.

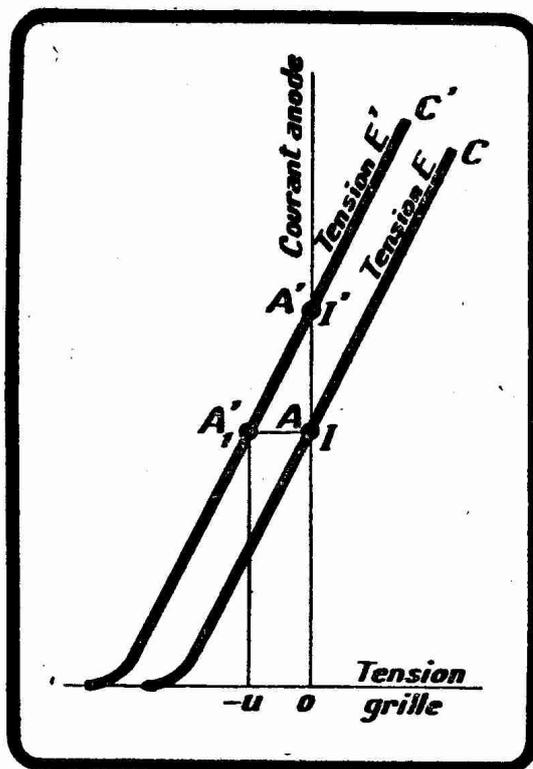


FIG. XVI-12-1. — Définition du coefficient d'amplification.

(1) Certaines triodes, comme la 6SQ7, ont une résistance interne de l'ordre de 100.000 ohms. Ces lampes sont utilisées surtout pour l'amplification basse fréquence de tension.

On voit (fig. XVI-12-1) que, pour obtenir la même variation  $i = I' - I$  du courant d'anode, c'est-à-dire pour faire passer le courant d'anode de la valeur  $I'$  à la valeur  $I$ , on peut soit conserver la tension d'anode constante à la valeur  $E'$  et faire varier la tension grille de 0 à  $-u$ , ce qui amène  $A'$  en  $A'_1$  le long de  $C'$ , soit conserver la tension grille zéro et faire varier la tension d'anode de  $E'$  à  $E$ , ce qui amène  $A'$  en  $A$  le long de l'axe des ordonnées.

*Une variation  $u$  de la tension grille produit le même effet sur le courant d'anode qu'une variation  $k$  fois plus grande ( $ku$ ) de la tension d'anode.*

Toute l'explication des propriétés amplificatrices de la lampe tient en germe dans cet énoncé.

$k$  est d'autant plus grand que la grille est de pas plus serré et qu'elle est plus éloignée de l'anode.

$k$  est un nombre. Pour les triodes il varie suivant les types entre 2 et 80.

Les auteurs allemands (W. Schottky, H. Barkhausen, H. Rukop) emploient, pour des raisons de simplification d'écriture que nous comprendrons dans le

paragraphe suivant, l'inverse  $\frac{1}{k}$  de  $k$ , inverse qu'ils désignent le plus souvent

par la lettre  $D$  et appellent *Durchgriff*.  $D$  se mesure en %. C'est un nombre toujours beaucoup plus petit que 1. Si, par exemple,  $k = 8$ , on a  $D = 12,5 \%$  ; si  $k = 2.000$ , on a  $D = 0,05 \%$ .

3° *Pente de la caractéristique.* — Nous avons appelé tout à l'heure  $\rho$  la résistance interne. Le quotient  $\frac{k}{\rho}$  est le *coefficient d'amplification en ampères* de la lampe.

Les Anglo-Saxons, sur la proposition d'Hazeltine, appellent  $\frac{k}{\rho}$  la *conductance mutuelle* et la mesurent, comme une conductance, en inverses d'ohms, c'est-à-dire en mhos. Comme les conductances mutuelles des lampes de réception sont très petites (de 1 à 8 millièmes de mho), on emploie pratiquement le sous-multiple, le micromho.

Cette quantité  $\frac{k}{\rho}$ , ainsi que nous le comprendrons plus tard, doit être aussi grande que possible dans les lampes utilisées en oscillatrices, amplificatrices et détectrices.

$\frac{k}{\rho}$  dépendant de  $\rho$ , les valeurs de la conductance mutuelle doivent être, comme celles de la résistance interne, accompagnées des tensions grille et anode pour lesquelles elles ont été mesurées. Ainsi l'Association des constructeurs de lampes anglais a décidé de donner la conductance mutuelle pour 100 volts anode et 0 volt grille. Les constructeurs du continent, par contre, indiquent la valeur de la conductance mutuelle pour la tension d'anode maximum et la polarisation grille normale de fonctionnement. Cette dernière méthode donne des nombres plus séduisants que la précédente.

Nous avons vu que  $k = \frac{v}{u}$  et que d'autre part  $\rho = \frac{v}{i}$ . Le rapport  $\frac{k}{\rho}$  s'écrit donc :

$$(1) \quad \frac{k}{\rho} = \frac{i}{u}$$

Mais  $\frac{i}{u}$  mesure l'inclinaison de la partie rectiligne (pratiquement) ascendante des caractéristiques tension grille courant anode des figures XVI-11-2 et XVI-12-1. Plus  $\frac{i}{u}$  est grand, plus la partie droite des caractéristiques considérées se rapproche de la verticale.

$\frac{i}{u}$  s'appelle la *pen*te de la caractéristique ou encore l'*inclinaison de la caractéristique*. On désigne cette pente par la lettre *S* (Steilheit des Allemands, Slope des Anglo-Saxons) et l'on a :

$$(2) \quad S = \frac{i}{u} = \frac{k}{\rho}$$

En toute rigueur, les parties que nous avons considérées comme droites des caractéristiques tension grille-courant anode présentent une certaine courbure et la pente se définit : la tangente de l'angle que fait avec l'axe des abscisses la tangente à la courbe caractéristique au point figuratif considéré. Ainsi, figure XVI-12-2, la pente au point *F* est égale à  $\text{tg}\alpha$ ,  $\alpha$  étant l'angle que fait avec l'axe des abscisses (tension grille) la tangente *FT* menée en *F* à la courbe *C*.

La pente est donc le rapport de la variation *i* du courant d'anode à la variation *u* de la tension grille qui la produit. On comprend dès maintenant que la connaissance de la pente d'une courbe caractéristique tension grille-courant anode permette d'apprécier, dans certaines limites, l'amplification fournie par la lampe correspondante.

*S* se mesure en milliampères par volt (mA/V). Les pentes des lampes triodes pratiquement utilisées (1) varient entre 0,8 et 12 mA/V suivant les types. La tendance moderne est, pour des raisons que nous comprendrons plus loin, de réaliser des lampes à grande pente.

Pour avoir *S*, on fait varier le potentiel grille de *u* volts (2) et l'on observe la variation *i* du courant d'anode. Pratiquement, on peut commencer par construire la courbe caractéristique tension grille-courant anode et l'on détermine *S* d'après le graphique obtenu.

*S* augmente légèrement avec la tension d'anode : les parties ascendantes des courbes de la figure XVI-11-4 ne sont pas tout à fait parallèles.

*S* diminue lorsque la grille s'éloigne de la cathode et inversement. La pente des lampes à chauffage indirect modernes dans lesquelles la grille est très voisine du bâtonnet cathode, est de ce fait généralement plus grande que celle des lampes primitives, où la grille était relativement éloignée de la cathode.

REMARQUE. — H. Barkhausen, et, à son exemple, les techniciens allemands, utilisent aussi l'expression *Sk*, produit de la pente par le coefficient d'amplification. *Sk* s'appelle la *Güte* ou *qualité* de la lampe.

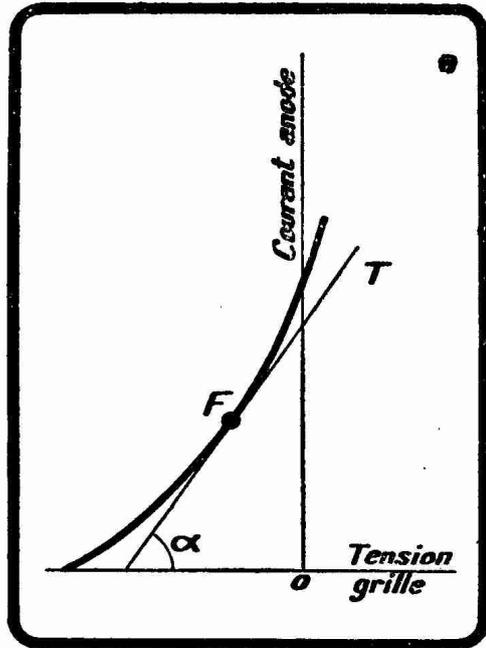


FIG. XVI-12-2. — Définition rigoureuse de la pente d'une courbe caractéristique en un point de fonctionnement *F*. La pente est la tangente de l'angle  $\alpha$  que fait, avec l'axe des abscisses, la tangente *FT* à la courbe en *F*.

(1) Les pentes des lampes d'émission de grande puissance atteignent 50 mA/V, mais il ne s'agit plus de matériel d'amateur.

(2) Cette variation doit se produire évidemment pour des abscisses correspondant à des parties ascendantes pratiquement rectilignes de la caractéristique tension grille-courant anode.

La relation (2) montre que la pente  $S$ , le coefficient d'amplification  $k$  et la résistance interne  $\rho$  sont liés entre eux et que, connaissant deux de ces trois quantités, on en déduit immédiatement la troisième. La relation  $S = \frac{k}{\rho}$  est d'importance capitale et l'on aura soin de la retenir.

Suivant les valeurs présentées par  $S$ ,  $k$  et  $\rho$ , la lampe triode possède des domaines d'utilisation bien définis. Le tableau ci-dessous donne sur cette question tous les renseignements désirables.

	S	k	$\rho$
Triodes détectrices et oscillatrices .....	de l'ordre de 2 à 6 mA/V	de l'ordre de 20 à 80	de l'ordre de 10.000 $\Omega$
Triodes amplificatrices de puissance .....	de l'ordre de 4 à 9 mA/V	de l'ordre de 4 à 6	de l'ordre de 1.000 $\Omega$
Triodes amplificatrices de tension .....	de l'ordre de 1 à 12 mA/V	de l'ordre de 25 à 100	supérieur à 7.000 $\Omega$

4° *Caractéristiques statiques et caractéristiques dynamiques.* — Dans le cas de la figure XVI-11-1, on a supposé implicitement que la résistance du circuit d'anode se réduisait à  $\rho$ , en d'autres termes, que la résistance du circuit extérieur était négligeable par rapport à  $\rho$ . Pratiquement (1), les circuits d'anode des lampes à trois électrodes contiennent des résistances ou encore présentent des impédances élevées (combinaisons de selfs et de capacités par exemple). Il y a lieu ainsi de tenir compte de l'impédance  $Z$  qui se trouve dans le circuit d'anode (fig. XVI-12-3) et d'écrire la relation (1) sous la forme :

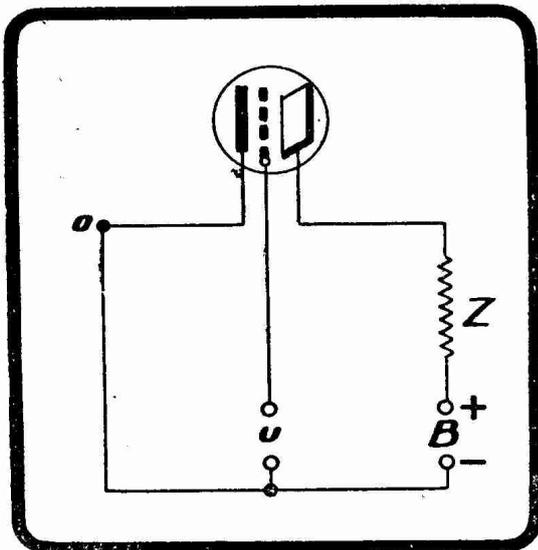


FIG. XVI-12-3. — Pratiquement, le circuit d'anode des lampes comporte une résistance (ou impédance)  $Z$  aux bornes de laquelle apparaissent les tensions amplifiées par la lampe.

$$\frac{k}{\rho + Z} = \frac{i}{u}$$

Le coefficient d'amplification en ampères est alors  $\frac{k}{\rho + Z}$  et l'amplification en volts de l'étage (lampe + résistance ou impédance) est  $\frac{kZ}{\rho + Z}$  (2), ce qui s'écrit aussi en divisant haut et bas par  $Z$  :

$$\frac{k}{1 + \frac{\rho}{Z}}$$

Cette valeur que nous représentons par  $k_d$  est le coefficient d'amplification dynamique de la lampe,  $k$  étant le coefficient d'amplification statique défini précédemment :

(1) Afin d'assurer la liaison entre étages, qui exige la transformation des variations d'intensité d'anode en variations de tension que l'on applique à la grille de la lampe suivante.

(2) Par simple application de la loi d'Ohm à un circuit d'impédance  $Z$  traversé par un courant variable  $i$ .

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

Le coefficient d'amplification en ampères étant  $\frac{k}{\rho + Z}$ , la pente dynamique  $S_a$  est :

$$(2) \quad S_a = \frac{k}{\rho + Z}$$

En divisant haut et bas par  $\rho$ , il vient :

$$S_a = \frac{\frac{k}{\rho}}{1 + \frac{Z}{\rho}}$$

c'est-à-dire,  $\frac{k}{\rho}$  étant la pente statique  $S$ ,

$$(3) \quad S_a = \frac{S}{1 + \frac{Z}{\rho}}$$

Les relations (1) et (2) montrent que  $S_a$  et  $k_a$  sont liés par :

$$S_a = \frac{k_a}{Z}$$

Tant que l'impédance  $Z$  du circuit d'anode est petite par rapport à la résistance interne  $\rho$  (cas des lampes tétrodes à écran), la pente dynamique est peu différente de la pente statique. En tout état de cause,  $S_a$  est toujours plus petit que  $S$ .

Dans leurs tableaux de caractéristiques, les constructeurs de lampes indiquent les valeurs statiques de la pente et du coefficient d'amplification.

Quelle est l'influence de la présence d'une résistance  $Z$  dans le circuit d'anode d'une lampe triode sur la caractéristique tension grille-courant anode ?

Considérons par exemple la lampe dont les caractéristiques tensions grille-courant anode sont représentées figure XVI-12-4. Supposons que la tension d'anode soit de  $E$  volts. Lorsque la tension grille est de  $-U$  volts,  $-U$  volts étant la tension grille qui bloque le courant d'anode pour  $E$  volts anode (polarisation de cut-off ; on dit aussi polarisation de blocage), il n'y a pas de courant d'anode, donc pas de chute de tension dans  $Z$  : le point figuratif de fonctionnement de la lampe est au point  $-U$  sur l'axe des tensions grille. Si l'on diminue la valeur absolue de la tension grille, c'est-à-dire si l'on applique à la grille des tensions correspondant à des points de l'axe des abscisses situés à droite de  $-U$ , le courant d'anode  $I$  apparaît, il se produit une chute de tension  $IZ$  dans  $Z$ , et la tension appliquée à l'anode n'est plus  $E$  volts, mais  $E - IZ$  volts : le point figuratif ne se trouve plus sur la caractéristique  $E$

volts, mais sur la caractéristique E—IZ volts située à droite de la caractéristique E volts. Le point figuratif saute donc en réalité d'une courbe caractéristique à l'autre lorsque la tension grille varie. Il parcourt non pas celle des courbes

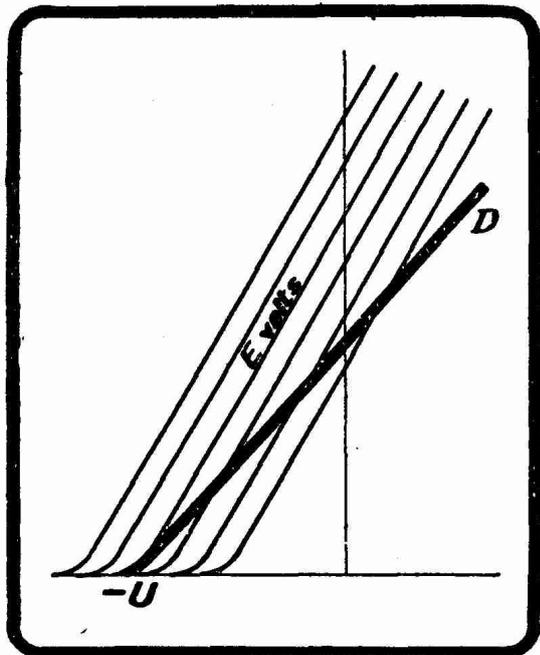


FIG. XVI-12-4. — D est la courbe caractéristique dynamique dont l'inclinaison dépend de la résistance du circuit inséré entre l'anode et le « plus » de source haute tension.

caractéristiques correspondant à la tension de la source d'anode, mais une courbe D. D est en pratique très voisine d'une droite dont l'inclinaison ou, si l'on préfère, la pente, est égale à la pente dynamique  $S_a$  définie il y a un instant. La valeur U qui marque, sur l'axe des abscisses, le point de départ de D, est donnée par la relation :

$$U = \frac{E}{k_a}$$

E étant la tension appliquée à l'anode et  $k_a$  le coefficient d'amplification dynamique.

On appelle D la *caractéristique de travail* ou encore la *caractéristique dynamique tension grille-courant anode*.

Nous verrons, lorsque nous étudierons les lampes amplificatrices basse fréquence, qu'en considérant les courbes caractéristiques tension anode-courant anode, on montre l'existence d'une caractéristique dynamique rectiligne (droite de charge).

§ 13. — Diode équivalente d'une triode. Définition électrostatique du coefficient d'amplification. Tension de déplacement.

Nous avons rencontré au paragraphe 3 du présent livre, page 489, la relation, à propos de la diode :

$$(1) \quad I = \frac{1}{B} E_a^{1,5}$$

due à Langmuir. Cette relation donne le courant d'anode I en fonction de la tension d'anode  $E_a$ . B est une constante de la lampe diode dépendant des dimensions géométriques relatives de la cathode et de l'anode.

Si l'on introduit entre cathode et anode une grille et que l'on applique à cette grille une tension  $E_g$ , l'anode étant portée à la tension  $E_p$ , divers auteurs, parmi lesquels on peut citer Langmuir, H. J. van der Bijl et Barkhausen, ont montré que tout se passait, au point de vue formation du courant d'anode, comme si l'on remplaçait la triode ainsi constituée par une diode, dite *diode équivalente*, dont l'anode se trouverait par rapport à la cathode dans la position exacte de la grille de la triode considérée (fig. XVI-13-1) et serait portée à une tension  $E_r$ , dite *tension résultante* et donnée par la relation :

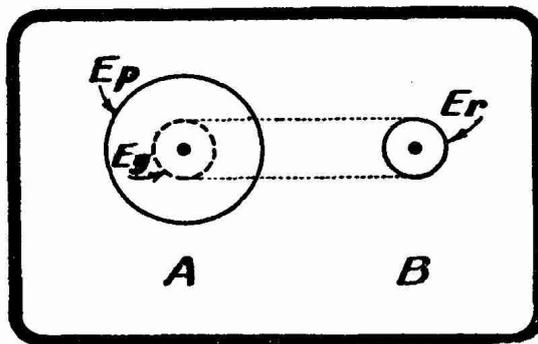


FIG. XVI-13-1. — Tout se passe, au point de vue courant d'anode, comme si la triode A de coefficient d'amplification k était remplacée par une diode B (diode équivalente) dont l'anode remplacerait purement et simplement la grille de A et serait portée à une tension

$$E_r = E_g + \frac{E_p}{k}$$

$E_g$  étant la tension grille de A et  $E_p$  la tension d'anode de A.

$$(2) \quad E_r = E_g + \frac{E_p}{k}$$

k étant le coefficient d'amplification de la lampe.

En réalité Barkhausen, qui a surtout développé cette notion de diode équivalente d'une triode, utilise le Durchgriff  $D = \frac{1}{k}$  et il écrit :

$$(2) \quad E_r = E_g + DE_p$$

Nous voyons ainsi que l'utilisation du Durchgriff D est fondée sur la simplification de l'écriture de l'expression  $E_r$ .

Barkhausen définit d'autre part k comme étant le rapport  $C_g/C_a$  de la capacité  $C_g$  formée par la grille et la cathode à la capacité  $C_a$  formée par l'anode et la cathode.

La capacité résultante C de l'anode fictive de la diode équivalente est à peu de chose près :

$$C = C_g + C_a$$

En introduisant l'expression de k :

$$k = \frac{C_g}{C_a}$$

on trouve :

$$\frac{C}{C_g} = 1 + \frac{1}{k}$$

Plus k est grand, moins C est différent de  $C_g$ .

Avec ces conventions, on peut donner, pour la triode, une expression du courant d'anode du genre de la relation (1) rencontrée pour la diode. On a en effet :

$$(3) \quad I = \frac{1}{B'} \left( E_g + \frac{E_p}{k} \right)^{1,5}$$

Le  $B'$  de (3) est très peu différent du B de (1). On a en effet :

$$\frac{1}{B'} = \frac{1}{B} \left( \frac{C_g}{C} \right)^{1,5} = \frac{1}{B} \frac{1}{\left( 1 + \frac{1}{k} \right)^{1,5}}$$

La relation (3) permet d'appliquer directement à la triode tout ce qui a été établi pour la diode : charge d'espace, courbe caractéristique, saturation éventuelle, etc.

Barkhausen appelle le rapport  $\frac{E_p}{k}$  la tension de déplacement (Verschiebungsspannung).

Cette quantité mesure, en effet, le déplacement qu'il faut faire subir à l'axe des ordonnées pour que la même courbe caractéristique passe de la représentation des variations tension anode-courant anode de la diode équivalente à celle des variations tension grille-courant anode de la triode correspondante.

Considérons les courbes caractéristiques C et C' de la figure XVI-13-2 tracées pour une lampe triode de coefficient d'amplification k. C correspond à une tension d'anode de E volts, C' à une tension d'anode de E' volts. Quand on augmente la tension d'anode de E' à E, le déplacement AA' que subit la caractéristique parallèlement à elle-même est, en volts, et d'après la définition du coefficient d'amplification :

$$AA' = \frac{E - E'}{k}$$

On remarquera que, si l'on suppose  $E' = 0$ ,  $A'$  vient en  $O$  et  $AA'$  représente la valeur absolue de la polarisation  $G$  qui bloque le courant d'anode pour une tension anodique donnée de  $E$  volts. Nous avons vu que cette polarisation  $G$  s'appelle la polarisation du cut-off ou de blocage. Dans l'hypothèse qui nous intéresse ( $E' = 0$ ), on a :

$$(4) \quad G = \frac{E}{k}$$

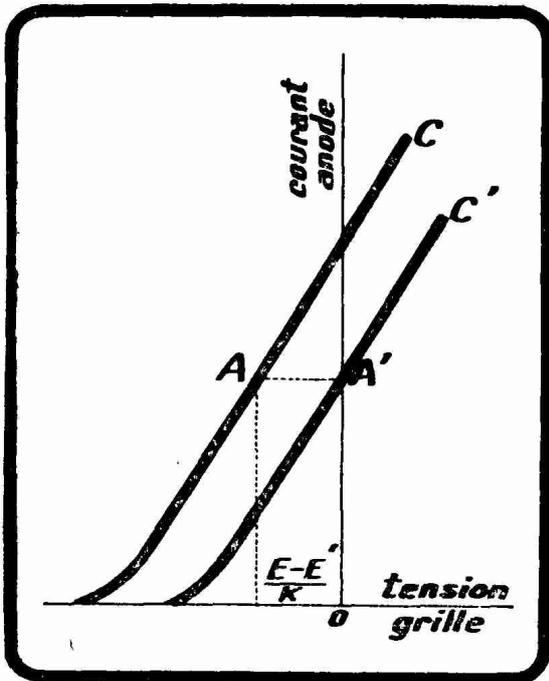


FIG. XVI-13-2. —  $\frac{E-E'}{k}$  mesure le déplacement  $AA'$  de la courbe caractéristique quand on passe de la tension d'anode  $E'$  à la tension d'anode  $E$  et inversement.

Cette relation peut servir à définir le coefficient d'amplification  $k$ : c'est la quantité par laquelle il faut diviser la tension d'anode pour obtenir la valeur de la polarisation de grille qui bloque le courant d'anode.

Cette définition n'est que théorique en ce sens qu'elle suppose que les courbes caractéristiques tension grille - courant anode sont rectilignes sur toute leur longueur et ne comportent pas de « départ » incurvé. En pratique  $G$  a des valeurs de 10 à 20 % supérieures à celles que lui assigne la relation (4). On retiendra que polarisation de *cut-off* et tension de déplacement désignent une seule et même chose : la tension de grille qui annule le courant d'anode.

*Calcul de  $S$ , de  $k$  et de  $\rho$ .* — Le coefficient d'amplification  $k$  étant le rapport de la capacité  $C_g$  (grille-cathode) à la capacité  $C_a$  (anode-cathode), on se rend compte que dans tous les cas où la disposition des électrodes permet le calcul simple de  $C_g$  et de  $C_a$ , on peut donner pour  $k$  une expression également simple. Pour le cas d'une anode cylindrique et d'une grille en hélice disposées autour d'un filament (cathode) rectiligne, on a :

$$k = n \frac{\log_e \frac{a}{g}}{\log_e \frac{g}{nc}}$$

$n$  étant le nombre des spires de la grille,  $g$  la distance entre les spires,  $c$  le rayon d'une spire,  $a$  le rayon du cylindre d'anode.

Pour des dispositions d'électrodes autres que la disposition cylindrique coaxiale, les formules sont plus compliquées ou nettement empiriques.

Le calcul de la résistance interne se heurte à d'assez grandes difficultés pour des dispositions d'électrodes autres que celle de la figure XVI-13-1 A. Ce calcul revient à celui du coefficient  $B$  de la relation de Langmuir rencontrée au paragraphe 3. On sait que  $\rho$  décroît quand on diminue la distance entre cathode et anode et qu'il est inversement proportionnel à la surface de l'anode et à celle de la cathode, d'où l'avantage d'envelopper complètement la cathode par l'anode pour obtenir des  $\rho$  faibles.

La pente  $S$  se calcule, connaissant  $k$  et  $\rho$ , par la relation  $S = \frac{k}{\rho}$ . Pour obtenir des pentes élevées, on s'efforce de réaliser des lampes de fort coefficient d'amplification et de faible résistance interne.

On retiendra donc que  $S$ ,  $k$  et  $\rho$  dépendent étroitement des dimensions géométriques des électrodes et des distances qui les séparent.

C'est parce qu'il est possible d'obtenir des caractéristiques remarquables dans le cas d'une cathode à chauffage indirect que les lampes à chauffage indirect réalisent, en général, un progrès sensible sur les modèles correspondants du type à chauffage direct. Cette supériorité tient à la disposition intérieure des électrodes, à la proximité très grande de la grille de commande et de la cathode, au faible rapport de leurs diamètres respectifs, et enfin à la surface effective considérable de la cathode qui est, nous l'avons vu figure XVI-4-3, un cylindre relativement gros recouvert de matière émissive et chauffé intérieurement.

## § 14. — Quelques détails pratiques sur la triode.

### I. — FORME DE LA LAMPE. CULOTS.

1° *Type primitif verre.* — Le type de lampe de réception primitivement utilisé par les amateurs, présentait dans une ampoule de verre une disposition des électrodes correspondant à la figure XVI-14-1. Le filament était rectiligne ; l'anode affectait la forme d'un cylindre ayant pour axe le filament ; la grille, placée entre le filament et l'anode, était enroulée en spirale plus ou moins serrée.

Dans les lampes modernes à chauffage direct, on s'est efforcé d'augmenter la longueur du filament et pour ce faire, on l'a disposé en « V », en « W » ou encore en zigzag. La grille est constituée par un réseau de fils fins tendus sur un cadre parallélépipédique entourant le filament. La plaque ou anode est un cylindre aplati ou encore un parallélépipède rectangle. Dans ces lampes, la capacité entre électrodes est généralement plus forte que dans les lampes primitives. Des entretoises de mica maintiennent les électrodes en place et assurent, autant que faire se peut, la fixité de leurs positions relatives, donc la constance des caractéristiques ( $S$ ,  $k$ ,  $\rho$ ) de la lampe. L'anode des petites lampes de réception est d'ordinaire en nickel. Elle est souvent noircie pour faciliter le rayonnement de la chaleur provoquée par le bombardement électronique issu de la cathode portée à l'incandescence. La grille est en molybdène, corps qui supporte facilement les températures élevées que cette électrode est susceptible d'acquérir, du fait de son voisinage immédiat avec la cathode incandescente.

Dans les lampes de puissance, où la grille s'échauffe considérablement, on adapte aux montants supportant les fils de grille une ou deux ailettes métalliques destinées à faciliter la dispersion de la chaleur.

Nous avons donné sur les filaments (cathodes à chauffage direct) tous les renseignements nécessaires au paragraphe 4, consacré aux cathodes.

Dans les triodes à chauffage indirect la cathode est un bâtonnet vertical du type de la figure XVI-4-5. La grille est alors disposée en hélice régulière autour de la cathode, sans y toucher bien entendu. L'anode, qui prend des formes diverses, en général assez voisines du cylindre, est en treillis fin de fils de nickel. On s'efforce d'augmenter sa surface (ailettes) pour faciliter son refroidissement par rayonnement.

Les trois électrodes sont placées dans une ampoule de verre qui tend à prendre la forme cylindrique, au lieu de la forme sphérique du début.

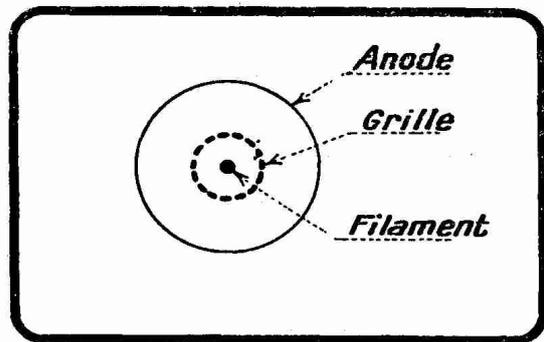


FIG. XVI-14-1. — Disposition coaxiale de l'anode (plaque), de la grille et du filament rectiligne dans la triode primitive (1918).

Le culot de la triode à chauffage direct comportait jadis quatre broches (broches fendues ou broches pleines), disposées, dans la presque totalité des premières lampes de fabrication européenne, comme l'indique le gabarit de la figure XVI-14-2. Le culot des triodes européennes à chauffage indirect était conforme au gabarit de la figure XVI-14-3 ; la broche médiane ajoutée aux quatre broches classiques du culot quadrilatère correspondait à la cathode (prise k de la figure XVI-4-5).

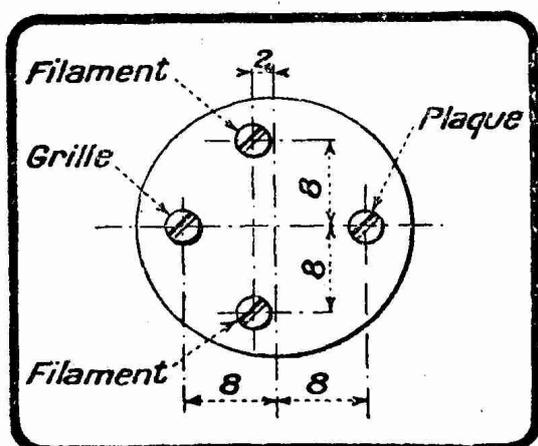


FIG. XVI-14-2. — Culot européen quadrilatère des anciennes triodes à chauffage direct.

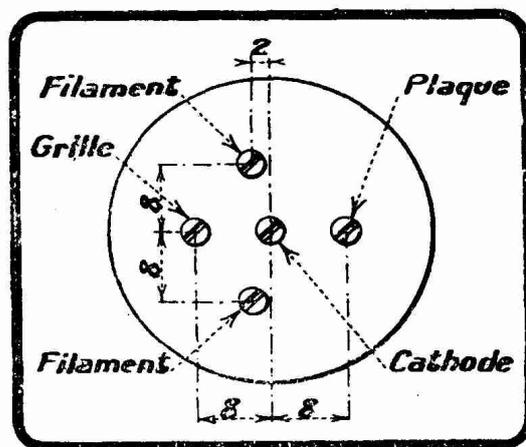


FIG. XVI-14-3. — Culot européen primitif des triodes à chauffage indirect.

Nous verrons plus tard qu'il y a intérêt à diminuer la capacité entre grille et anode ; cette capacité est constituée non seulement par le voisinage de la grille et de l'anode proprement dites, mais encore et surtout par la proximité des connexions grille et anode dans le culot de la lampe. Cette capacité grille-anode est de l'ordre de 10 picofarads dans les meilleures conditions.

Les culots des lampes sont, d'autre part, constitués généralement par de mauvais diélectriques (bakélite, matière moulée, etc.) Les connexions grille et anode noyées dans ce culot sont parcourues par des courants haute fréquence ; il en résulte donc des absorptions, des pertes d'énergie qui se font d'autant plus sentir que les ondes à recevoir sont plus courtes. Sur les ondes supérieures à 200 mètres, il n'y a pas trop à se préoccuper de ce défaut.

Pour éviter une valeur trop élevée de la capacité grille-anode dans les lampes de réception, on a imaginé les *lampes à cornes*, dans lesquelles les entrées grille et anode se font sur deux têtes métalliques cylindriques fixées sur l'ampoule elle-même. Le culot ne comprend que les deux broches du filament et une troisième broche qui assure simplement la solidité de la fixation de la lampe sur son support.

Dans cet ordre d'idées de l'élimination de la capacité grille-anode on a réalisé des lampes de réception à *une corne* sur laquelle s'effectue la sortie de la connexion d'anode.

Dans les lampes à écran américaines, la « corne » a correspondu tout de suite à la grille de commande et non à l'anode. Dans les lampes européennes de 1934-1935 (hexode, heptode, octode), la sortie de grille de commande se faisait aussi sur une « corne ». Beaucoup de pentodes HF modernes (6J7, 6K7, 6M7, EF5, EF6, EF9, etc...) ont également leur grille de commande accessible par un téton placé au sommet de l'ampoule. De même, dans les doubles diodes triodes 6Q7 et EBC3, le téton de l'ampoule correspond à la grille de la triode.

On remarquera que la lampe à cornes, qui élimine une grosse partie de la capacité grille-anode, présente l'avantage supplémentaire de supprimer com-

plètement les pertes en haute fréquence que nous avons signalées comme se produisant dans les culots classiques.

La lampe à cornes est très employée en émission (lampes E4 et lampes B) et en redressement (kénotrons Philips de la série DG), non pas tant ici dans le but de diminuer les capacités entre électrodes, mais surtout pour éviter que des étincelles ne jaillissent dans le culot entre les connexions filament, grille et anode qui se trouveraient trop rapprochées, étant donné la tension anode élevée utilisée (1.000 à 3.000 volts).

Les ampoules de verre sont, dans les lampes européennes modernes, recouvertes d'une mince couche d'aluminium pulvérisé que l'on enduit d'une peinture dont la couleur varie avec la marque (lampes dorées, lampes argentées, lampes rouges). Cette métallisation est destinée à assurer le blindage de la lampe. Les dimensions des ampoules tendent à diminuer chaque année.

2° *Les lampes métalliques américaines.* — Au printemps 1935, la RCA a lancé ses lampes métalliques, qui ont pris une place considérable dans la technique. Ces lampes sont chauffées sous 6,3 volts et l'intensité du courant de chauffage est de 0,3 ampère. L'ampoule de verre classique y est remplacée par un cylindre en alliage métallique spécial. Le fond de la lampe est un disque en acier percé de trous dans lesquels on fixe par soudure des manchons en alliage fer-nickel-cobalt (dit fernico). Dans ces manchons, on place à chaud une petite masse de verre dans l'axe de laquelle se centre par tension superficielle (capillarité) un fil en fernico qui sert d'entrée d'électrode. L'intérêt du fernico est qu'il présente le même (1) coefficient de dilatation que le verre et qu'il peut, par conséquent, y être efficacement soudé. Ces manchons de verre sont les seules parties en verre de la lampe métallique. La figure XVI-14-5 donne le détail de cette disposition qui assure à la fois l'étanchéité de l'enceinte et l'isolement électrique des entrées d'électrodes.

La figure XVI-14-6A donne la coupe d'une triode métallique, la 6C5. On distingue nettement les manchons de verre et les positions relatives des électrodes.

L'ampoule, ou plus exactement le capuchon métallique remplaçant l'ampoule, est soudée électriquement sur le fond de la lampe une fois les électrodes (cathode avec son élément chauffant, grille ou grilles, anode) mises en place. Cette soudure, faite à l'autogène, doit être assez rapide pour ne pas changer les

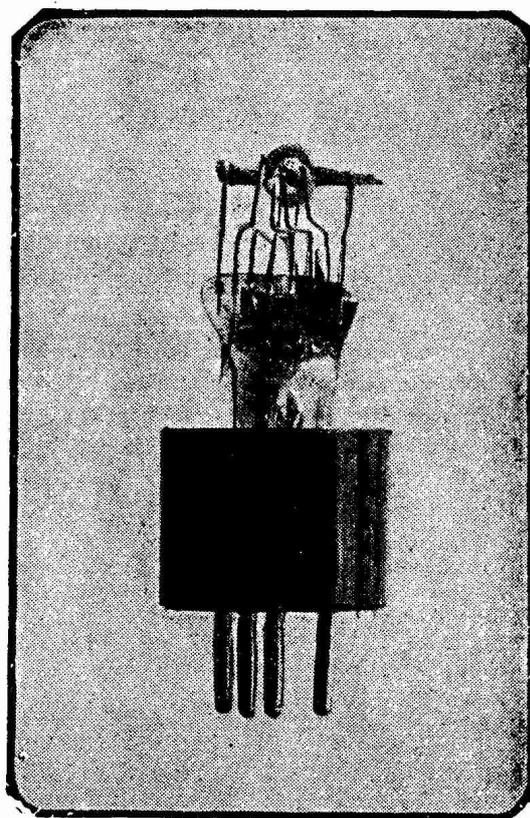


FIG. XVI-14-4. — Lampe triode à chauffage indirect de l'ancien type à ampoule de verre. Cette ampoule a été brisée pour montrer comment les montants coudés des électrodes sont plantés dans le pied et comment s'effectuent les passages de connexions à travers ce pied. Cette disposition a pour conséquences un manque absolu de précision dans l'ajustage des électrodes les unes par rapport aux autres et des pertes en HF importantes.

(1) Ce coefficient est le même à la température ordinaire ; il dépasse légèrement celui du verre vers 250° pour coïncider vers 350° et rester ensuite un peu inférieur vers 500°. L'écart est d'ailleurs très faible et n'atteint au maximum que 5 %.

propriétés physiques du métal constituant l'ampoule et en particulier pour ne pas faire apparaître sa porosité. On a réalisé dans ce but des soudeuses électriques qui utilisent pendant une fraction de seconde (1/20 ou 1/30 de seconde) un courant de l'ordre de 80 ampères déclenché par une commande à thyra-trons (spot welding timer).

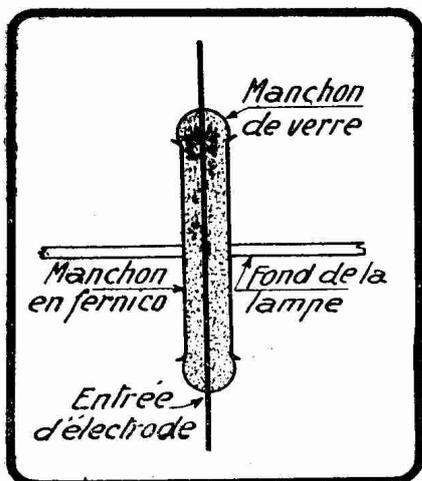


FIG. XVI-14-5. — *Disposition adoptée dans les lampes métalliques pour assurer l'étanchéité et l'isolement des entrées d'électrode.*

l'aspect extérieur de la 6C5.

Le culot utilisé avec ces lampes métalliques est le culot octal qui est également employé sur les lampes américaines verre les plus récentes (lampes G) et sur les lampes metal-glass (lampes MC), lampes de transition, lancées par les concurrents des constructeurs de la lampe métallique et constituées essentiellement par une lampe verre normale enfermée dans une coupelle de métal servant de blindage et ayant la forme de l'ampoule d'une lampe métallique.

Le culot octal comporte un cylindre central en matière moulée de 8 mm de diamètre. Ce cylindre, muni d'un ergot, sert de repère et de guide pour l'orientation et la fixation de la lampe dans son support. Il abrite le queue-sot par lequel on effectue le vide dans l'intérieur de la lampe. Sa hauteur est de 11,1 mm de longueur et de lindre sont réparties, sur une circonférence de 17,5 mm de diamètre, huit broches métalliques pleines de 11,1 mm. de longueur et de 2,5 mm de diamètre. La figure XVI-14-7 donne sur le culot octal tous les renseignements nécessaires.

Dans le cas de la triode 6C5, les broches 4 et 6 sont omises et les broches présentent avec les électrodes les correspondances suivantes :

Les connexions reliant les broches du culot aux électrodes sont de la longueur la plus courte possible, ce qui présente un intérêt considérable dans la technique de la très haute fréquence (utilisation de la lampe à la réception des ondes courtes). L'ampoule métallique épaisse assure un effet de blindage réellement efficace que la pulvérisation métallique des lampes verre ne saurait approcher. Elle donne à la lampe une solidité remarquable qui fait du tube métallique un organe véritablement industriel.

Ces lampes tiennent très bien le vide et leurs protagonistes vont jusqu'à affirmer que ce vide s'améliore encore avec le temps.

Autre avantage des lampes métalliques : elles sont de dimensions très réduites ; ainsi, la double diode 6H6 a 41 mm de hauteur totale et 33 mm de diamètre maximum, la triode 6C5 a 67 mm de hauteur totale pour le même diamètre maximum. La figure XVI-14-6B donne

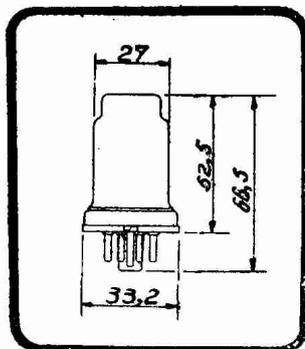


FIG. XVI-14-6-8 B. — *Aspect et dimensions de la triode métallique 6C5.*

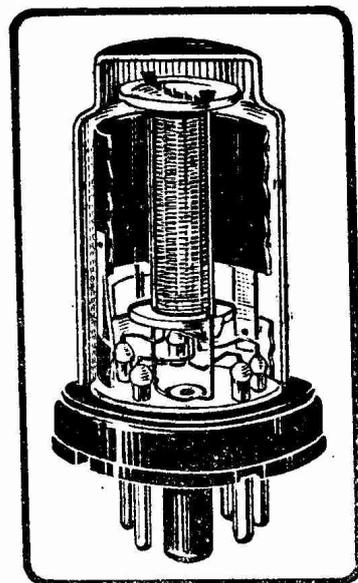


FIG. XVI-14-6 A. — *Coupe de la triode métallique 6C5. Cette lampe comporte en réalité deux grilles, la plus rapprochée de l'anode étant reliée à cette dernière.*

les correspondances

- broche 1 : ampoule métallique de la lampe ;
- broche 2 et 7 : élément chauffant ;
- broche 3 : anode ;
- broche 5 : grille ;
- broche 8 : cathode (prise k de la figure XVI-4-5).

Pour les lampes plus complexes que la triode, et nous verrons qu'il en existe beaucoup, on fait entrer en jeu la broche 6 (cas des changeuses de fréquence). Pour certaines lampes (lampes amplificatrices avant détection) la prise de la grille sur laquelle on applique les oscillations à amplifier (grille de commande) s'effectue sur un téton métallique placé au sommet de la lampe. Cette disposition diminue la capacité de la grille par rapport aux autres électrodes, améliore la sélectivité et diminue les ronflements.

REMARQUE. — Les lampes américaines verre qui existaient avant l'entrée en scène des lampes métalliques et qui continuent à bénéficier d'un important marché de remplacement, possèdent des culots à broches qui se caractérisent par le fait que les deux broches filament (ou élément chauffant dans le cas d'une lampe à chauffage indirect) sont de diamètre plus fort que les broches correspondant aux autres électrodes (1).

4° Les lampes transcontinentales. — C'est le nom donné par la maison Philips à ses lampes de la saison 1935, lampes munies du culot P (1934). Ces lampes sont actuellement les lampes rouges, lampes verre chauffées sous 6,3 volts 0,2 ampère et qui se caractérisent par des dimensions plus réduites, une durée plus courte de mise en route (temps d'échauffement de la cathode : 15 secondes contre 55 secondes naguère), et l'emploi du culot à ergots de contacts latéraux dit culot P. La figure XVI-14-8 donne l'aspect extérieur d'une lampe « rouge », en l'espèce la double diode-triode EBC3. La figure XVI-14-9 donne sur le culot P toutes les précisions géométriques désirables. Tous les ergots du culot ne sont pas utilisés dans toutes les lampes,

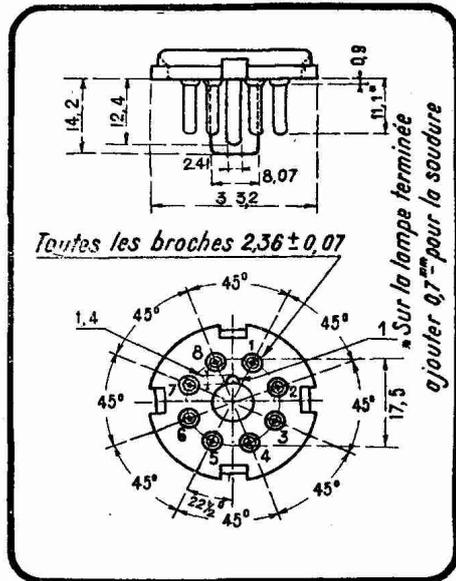


FIG. XVI-14-7. — Cotes du culot octal qui équipe les lampes américaines métalliques, « metal glass » et du type G.

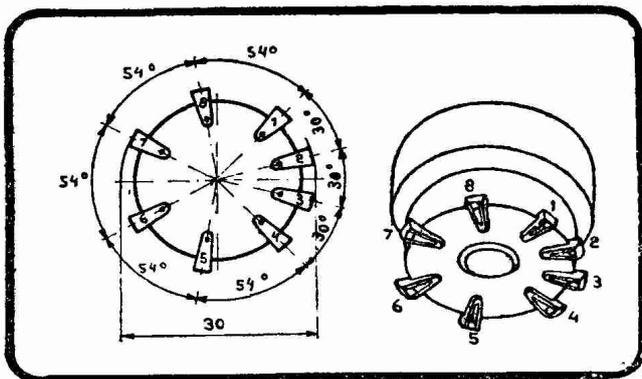


FIG. XVI-14-9. — Le culot P qui équipe les lampes Philips transcontinentales. Les broches sont remplacées par des ergots latéraux. Pratiquement l'ergot 5 est encadré de deux fentes qui augmentent la résistance d'isolement superficielle de cet ergot.

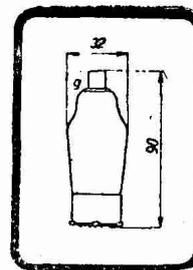


FIG. XVI-14-8. — La triode EBC3.

mais ils existent toujours dans leur totalité quelle que soit la lampe. Ainsi dans le cas de la triode AC2 (série transcontinentale 4 volts de 1935) l'ergot 1 corres-

(1) Il existe d'ailleurs une série américaine verre à culot octal dont les caractéristiques correspondent point par point à celles des lampes métalliques. Ces lampes verre à culot octal se distinguent par le suffixe G. Ainsi, la 6C5G est, dans cette série, la correspondante de la 6C5.

Des séries datant d'avant la guerre comportent des lampes avec grilles et plaques connectées au culot : 6SK7, 6SQ7, etc.

pond à la cathode, les ergots 2 et 3 à l'élément chauffant, l'ergot 4 à la métallisation de l'ampoule, l'ergot 5 à l'anode. La grille est reliée à un téton placé au sommet de l'ampoule. Les ergots 6, 7 et 8 sont inutilisés, mais ils existent. Ils servent à la fixation mécanique du culot dans son support.

## II. — DEGRÉ DE VIDE.

On s'efforce en général d'obtenir la conductibilité de l'espace filament-anode uniquement par le flux d'électrons émis par le filament et non par l'ionisation du gaz restant dans l'ampoule, ionisation qui compliquerait les phénomènes et viendrait, en particulier, modifier l'action de la grille sur le courant d'anode (1). On est conduit, dans la technique courante, à utiliser des lampes bien vidées, c'est-à-dire des lampes *dures* dans lesquelles la pression restante est de l'ordre du dix millionième de millimètre de mercure (2). On a employé, en particulier comme détectrices, des lampes *molles*, c'est-à-dire des lampes dans lesquelles le vide a été moins poussé (un cinquante millième de millimètre de mercure), dont la sensibilité est peut-être meilleure et qui n'exigent que 20 à 30 volts anode. Ces lampes, dont le premier type fut l'*audion* de Lee de Forest de 1907, sont d'une utilisation délicate à cause de la grande instabilité de leur fonctionnement et sont pratiquement abandonnées aujourd'hui.

Un mauvais vide dans une lampe (lampe de réception, lampe d'émission, kénotron) produit le phénomène de l'*effluve* : luminescence bleue qui envahit le tube lorsque l'on applique la tension d'anode (3). Au moment de l'effluve, qui est en somme le signe de l'ionisation du gaz restant, la résistance de l'espace cathode-anode diminue fortement et le courant d'anode augmente. L'effluve correspond pratiquement dans le cas d'une lampe d'émission à un décrochage de la lampe (la lampe cesse d'osciller) et à un intense bombardement positif du filament, dont l'existence est de ce fait fort compromise.

Par suite de l'existence du courant grille inverse, une lampe peu vidée fonctionne mal en amplificatrice, manifeste une tendance très marquée à osciller en basse fréquence, d'où la nécessité d'utiliser des lampes dures en amplification haute et basse fréquence.

Lorsque l'on procède au vidage d'une lampe, il faut non seulement évacuer l'air contenu dans l'ampoule elle-même, mais encore éliminer le gaz occlus dans les électrodes et dans le verre de l'ampoule, gaz qui, se dégageant petit à petit, modifierait à la longue le degré de vide de la lampe, donc ses conditions de fonctionnement. Pour chasser ces gaz on chauffe (par courants de Foucault induits dans les électrodes, à l'aide d'un four à haute fréquence, dans le cas d'une lampe verre) la lampe à la limite du ramollissement du verre. On absorbe en fin d'opération les traces d'air restant par le procédé du « getter » ou « attrapeur ». On appelle ainsi une petite parcelle de magnésium (4) déposée dans les lampes modernes sur un petit disque métallique contenu dans l'ampoule et fixé par une tige au pied en verre de la lampe. Toujours par le procédé du four haute fréquence, on fait « flamber » le getter, qui se combine à toute trace de gaz restant. Le magnésium continue son action à tout moment de la vie de la lampe. Il agit donc comme un « gardien » du vide (keeper).

La mesure du degré de vide d'une lampe de T.S.F. se fait en appliquant une tension positive assez forte à l'anode et une faible tension négative à la grille. Le degré de vide est proportionnel au courant inverse de grille qui, comme nous

(1) Les lampes à trois électrodes à atmosphère gazeuse sont dites *thyratrons* et relèvent d'une technique spéciale sur laquelle nous aurons l'occasion, dans les pages qui vont suivre, de donner quelques précisions (chapitre VI, pages 689 et sq).

(2) Autrement dit,  $10^{-7}$  mm. Le meilleur vide atteint en laboratoire est de  $10^{-9}$  mm. Un vide de  $10^{-6}$  mm. est déjà considéré comme « bon ».

(3) Des lampes de réception molles peuvent effluer dès 80 volts. Les premières lampes à chauffage indirect, d'une technique encore incertaine, effluvaient sur leur tension normale d'anode (200 volts).

(4) On a utilisé aussi d'autres corps que le magnésium, par exemple le baryum, le phosphore, etc.

l'avons vu figure XVI-11-3, est de l'ordre de quelques microampères. Cette méthode est rendue pratique grâce à des tables que l'on peut dresser pour une lampe donnée.

REMARQUE. — Les lampes métalliques américaines dont il a été question il y a un instant se sont heurtées à deux difficultés dans la réalisation pratique du vide : 1° impossibilité d'utiliser le four haute fréquence, l'ampoule de verre étant remplacée par un cylindre métallique qui forme écran et interdit la naissance des courants de Foucault dans l'intérieur de la lampe ; 2° le getter, lorsqu'il s'enflamme, se dépose un peu partout entre les électrodes. Ces difficultés ont été surmontées par la mise en œuvre du getter dit *batalum* qui crée le baryum par le lancement d'un courant électrique dans une spirale de tantale recouverte de carbonates de baryum et de strontium. Le « flambage » du getter se fait l'ampoule étant froide et le baryum peut se déposer sur elle.

§ 15. — Note sur le montage de la lampe triode en dynatron.

Une triode à vide dans laquelle l'anode est portée à une tension fixe et la grille à une tension variable, inférieure en général à la tension d'anode, est dite quelquefois *pliotron*. Les montages étudiés dans les paragraphes précédents et ceux que nous examinerons dans les paragraphes qui suivent sont tous du type *pliotron*. Il est bon de donner cependant quelques indications rapides sur un autre type de montage de la lampe triode connu sous le nom de *dynatron*.

Nous avons vu au paragraphe 11 que Albert W. Hull appelle *dynatron* une triode dans laquelle la grille est portée à une tension positive élevée et l'anode à une tension variable. Réalisons, figure XVI-15-1, l'expérience de Hull. La grille est soumise à une tension positive fixe (300 volts pour fixer les idées) et l'anode à une tension positive variant par exemple de 0 à 250 volts. Les tensions grille et anode sont toujours comparées à l'extrémité négative du filament (cas d'une lampe à chauffage direct par batterie).

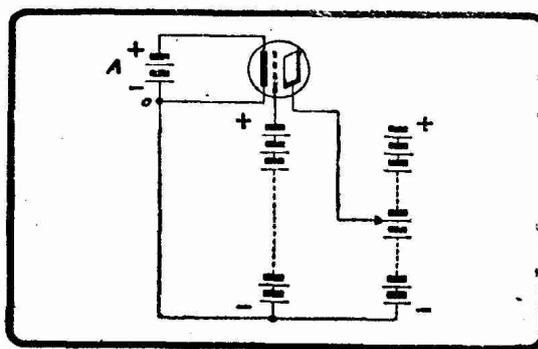


FIG. XVI-15-1. — Schéma théorique du dynatron de Hull.

Si, faisant croître la tension d'anode, on observe les variations du courant d'anode, autrement dit si l'on cherche à tracer les courbes caractéristiques tension anode-courant anode du dynatron, on constate que le courant commence par croître, passe par un maximum pour une cinquantaine de volts anode, décroît, s'annule pour 100 volts anode, s'inverse (il est dirigé de la cathode vers l'anode), passe par un minimum algébrique pour 150 volts anode environ, repasse par zéro pour 200 volts anode et augmente ensuite jusqu'à la saturation (fig. XVI-15-2).

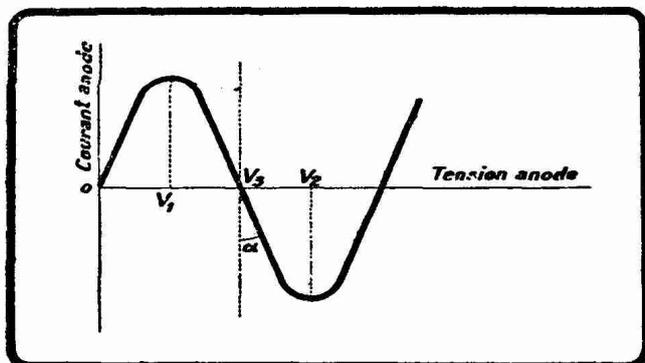


FIG. XVI-15-2. — Courbe caractéristique tension anode-courant anode (à tension grille fixe) du dynatron de la figure précédente.

Hull explique ce phénomène curieux de la manière suivante : les électrons, attirés d'abord surtout par la grille, à laquelle une certaine quantité échappent, atteignent l'anode en nombre de plus en plus grand au fur et à mesure que la tension d'anode augmente ; mais, à partir d'une certaine valeur  $V_1$  de la tension d'anode (nous avons supposé cette tension  $V_1$  égale à 50 volts), cette anode, violemment bombardée, se met à émettre des électrons pour son propre compte (émission secondaire), et ce avec un « débit » supérieur à celui de la cathode.

Le courant d'anode diminue, s'annule et s'inverse. Pour une tension  $V_2$  (que nous avons supposée tout à l'heure être de 150 volts), l'anode commence à recevoir un plus grand nombre d'électrons échappés à la grille, le courant inverse diminue, s'annule et le courant d'anode réapparaît dans son sens classique pour augmenter très rapidement avec la tension.

Pratiquement, on fixe la tension de départ de l'anode non à la tension de la cathode comme figure XVI-15-1, mais à la tension  $V_3$  (100 volts dans le cas que nous avons présent à l'esprit) qui produit la première annulation du courant d'anode. La figure XVI-15-1 devient alors la figure XVI-15-3, et la figure XVI-15-2, la figure XVI-15-4, qui donne les variations du débit de la source B en fonction de la tension de cette source. Si, dans ces conditions, on applique entre les bornes B de la figure XVI-15-4 une tension de sens quelconque et d'amplitude maximum  $V_2 - V_3$  (fig. XVI-15-2), cette

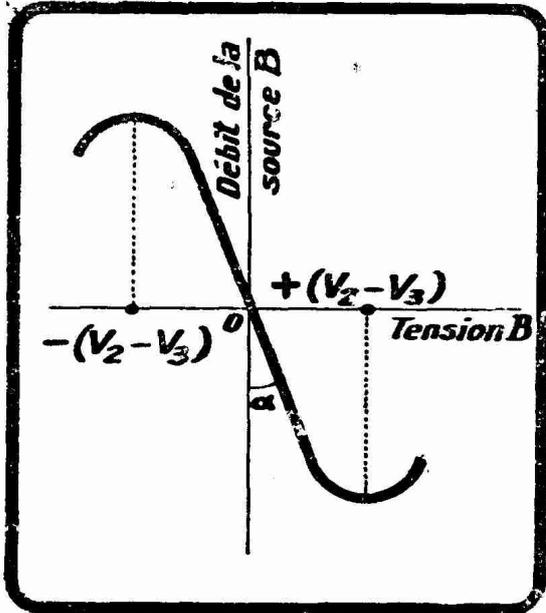


FIG. XVI-15-4. — Courbe caractéristique de la disposition de la figure XVI-15-3. La tension de l'anode est comparée à P et non plus à O de cette figure XVI-15-3.

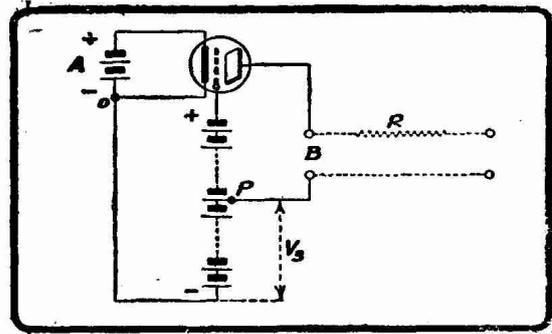


FIG. XVI-15-3. — Schéma pratique du dynatron de Hull.

tension se trouve débiter dans un appareil qui produit une diminution d'intensité pour une augmentation de la tension et *vice-versa*. La source B débite, dans les limites de tension  $-(V_2 - V_3)$  et  $+(V_2 - V_3)$ , dans une *résistance négative*. La valeur absolue  $r$  de cette résistance négative est définie figures XVI-15-2 et XVI-15-4 par la tangente de l'angle  $\alpha$  :

$$r = \operatorname{tg} \alpha$$

$r$  est d'autant plus grand que la partie considérée comme droite de la courbe de la figure XVI-15-4 est plus inclinée sur l'horizontale. Pour faire varier  $r$  on est obligé d'agir sur le flux d'électrons émis par la cathode, c'est-à-dire sur le degré de chauffage du filament.  $r$  est d'autant plus grand en valeur absolue que la température du filament est plus faible. On agit donc sur  $r$ , figures XVI-15-1 et XVI-15-3, par un rhéostat de chauffage inséré dans le + A.

Si l'on monte entre les bornes B, en série avec la tension variant entre  $-(V_2 - V_3)$  et  $+(V_2 - V_3)$ , une résistance  $R$  représentée en pointillé figure XVI-15-3, tout se passe comme si la résistance effective dans laquelle débite la source considérée était  $R - r$ .

Le dynatron permet donc de compenser, de neutraliser, dans telle mesure que l'on désire, la résistance  $R$  d'un circuit. Nous verrons des applications de cette propriété dans le chapitre de la lampe triode amplificatrice (1).

REMARQUE. — Avant d'étudier les propriétés de la triode en amplificatrice, rappelons que, depuis la dernière guerre 1939-1944, les industries américaines et européennes ont sorti des séries de lampes miniatures (les Rimlock-Médium chez Miniwatt et Mazda) dont nous reparlerons plus loin.

(1) Voir également « Les résistances négatives en T.S.F. », dans *Vues sur la Radio*, de Marc Seignette (Editions de la Librairie de la Radio).

## CHAPITRE III

## LA LAMPE TRIODE ET LA FONCTION AMPLIFICATRICE

## § 16. — Considérations générales.

Toute l'explication des propriétés amplificatrices de la lampe triode se trouve en germe dans la définition du coefficient d'amplification statique  $k$  dont il a été question dans le chapitre précédent : *les variations de la tension de grille produisent sur le courant d'anode un effet identique à celui de variations  $k$  plus grandes de la tension de l'anode.*

Nous avons montré également les modifications qu'il faut apporter à cette définition — par introduction de la notion de coefficient d'amplification dynamique  $k_a$  — lorsqu'une impédance se trouve insérée dans le circuit d'anode.

De petites variations de la tension de grille se reproduisent de la sorte amplifiées dans le circuit d'anode, à condition que l'on ait disposé dans ladite anode un système permettant de convertir des variations de courant en variations de tension (circuit oscillant, résistance, bobine de self, transformateur).

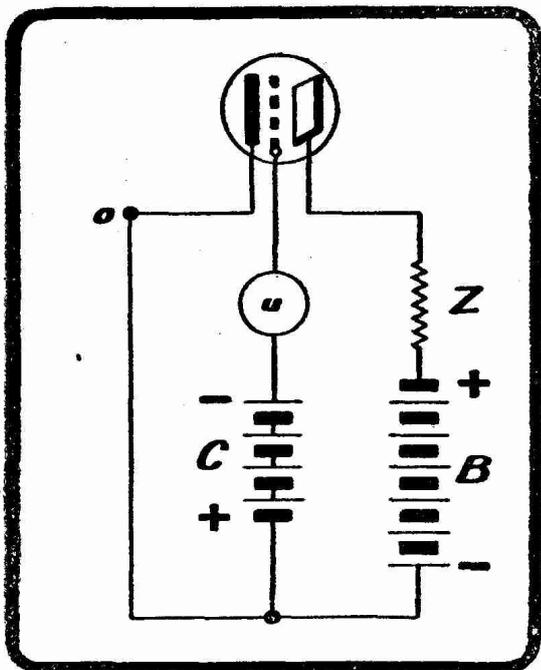


FIG. XVI-16-1. — Montage d'une lampe amplificatrice, la source de polarisation étant disposée dans la grille (cas d'une lampe à chauffage direct).

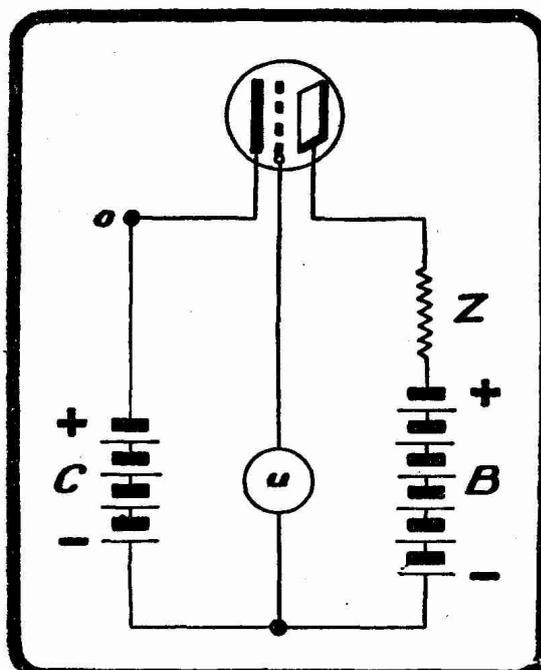


FIG. XVI-16-2. — Montage d'une lampe amplificatrice, la source de polarisation étant disposée dans la cathode (cas d'une lampe à chauffage indirect).

Ce « système » inséré dans l'anode peut se représenter par une impédance  $Z$  et le montage de la lampe peut se représenter par la figure XVI-16-1 ou par la figure XVI-16-2.

Pour travailler dans des parties rectilignes des caractéristiques, pour éviter l'apparition du courant grille, pour diminuer la consommation de courant d'anode, on s'efforce, dans la plupart des cas, de conserver en toute occasion à la grille une tension négative par rapport à la cathode. Pour ce faire, on insère dans le circuit grille une source de tension continue, dite *source de polarisation* ou encore *source C*, dont le — est tourné vers la grille et le + relié à la cathode. La tension —  $U$  de cette source est dite la *polarisation de grille*.

En supposant que l'on surajoute à cette tension de grille fixe —  $U$  une

tension sinusoïdale d'amplitude  $u$  (tension d'attaque), on peut représenter le montage de la lampe par le schéma de la figure XVI-16-1.

La tension grille variera donc de part et d'autre de la valeur  $U$  et cela d'une quantité égale à  $u$ . Les tensions extrêmes atteintes par la grille seront donc  $-(U + u)$  et  $u - U$ , tensions toutes deux négatives puisque nous supposons  $u$  au plus égal à  $U$ .

Au lieu de montrer la source de polarisation  $C$  comme le montre la figure XVI-16-1 dans laquelle on rend la grille négative par rapport à la cathode, on peut monter cette source comme le montre la figure XVI-16-2 dans laquelle on rend la cathode positive par rapport à la grille. Les deux montages sont abso-

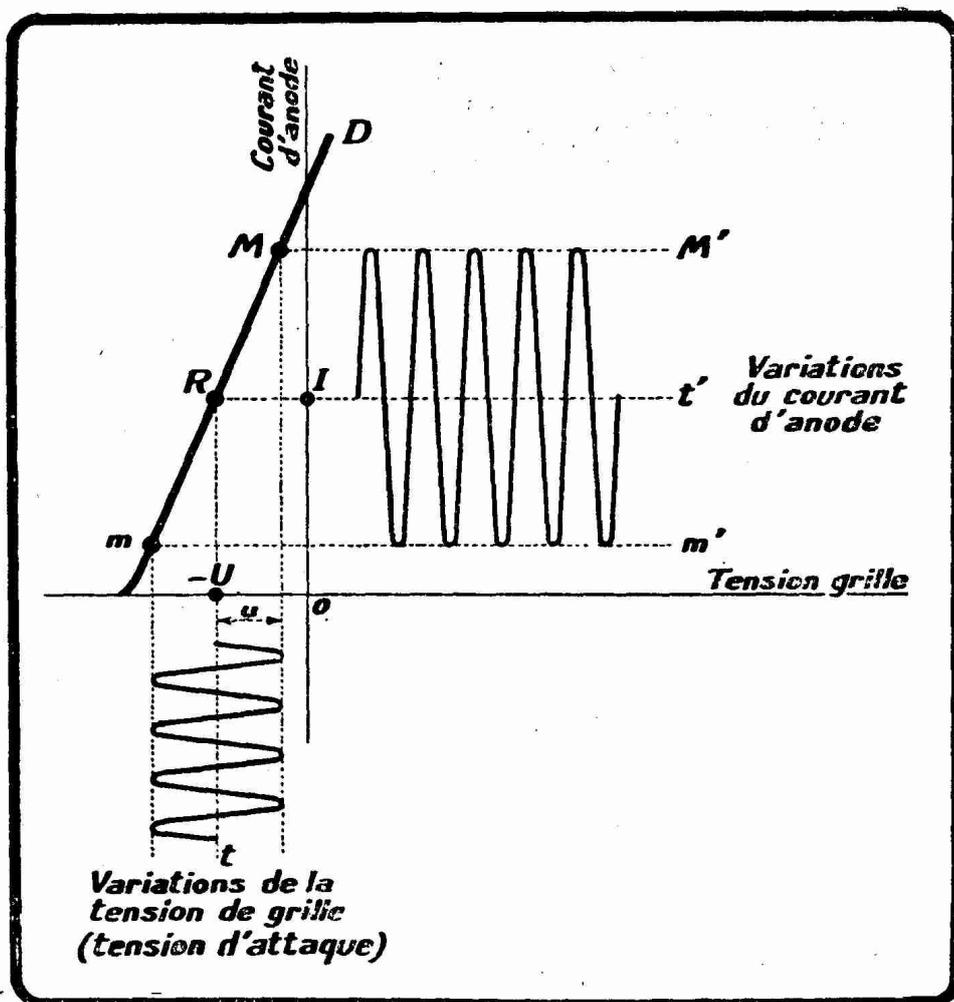


FIG. XVI-16-3. — Courbes de fonctionnement classiques d'une triode amplificatrice, dites aussi courbes de fonctionnement en classe A.

La polarisation  $U$  est égale à  $\frac{E}{2k_a}$  et l'amplitude  $u$  de la tension d'attaque ne peut dépasser  $U$ . Les variations du courant d'anode reproduisent exactement les variations du courant d'attaque : les deux alternances de cette tension contribuent à former les variations du courant d'anode.

lument comparables : la tension de la grille est, dans l'un et dans l'autre, plus petite que celle de la cathode. La seule différence est que, figure XVI-16-1, la cathode est au potentiel du — de la source d'anode  $B$  et que, dans la figure XVI-16-2, c'est la grille qui est à ce potentiel.

La disposition de la figure XVI-16-1 est, en général, adoptée dans le cas d'une lampe à chauffage direct, la disposition de la figure XVI-16-2 (ou une disposition fondée sur le même principe) dans le cas d'une lampe à chauffage indirect.

Pour fixer les idées nous considérerons jusqu'à nouvel ordre la disposition de la figure XVI-16-1.

Traçons figure XVI-16-3, figure fondamentale, la courbe dynamique tension grille-courant anode pour la lampe considérée et pour la valeur  $Z$  de l'impédance du circuit d'anode. Lorsque la tension grille, au cours de ses variations, passe par la valeur  $-U$ , le point figuratif défini sur la courbe caractéristique dynamique  $D$  (1) — courbe dont il a été question au paragraphe 12 à propos de la figure XVI-12-4 — se trouve en  $R$ , point que l'on obtient figure XVI-16-3 représente des variations simples (sinusoïdales). Ces variations quelquefois point instantané de repos ou *point moyen*, définit deux axes  $Rt$  et  $Rt'$  que nous allons prendre comme axes des temps pour représenter les variations de la tension de la grille de part et d'autre de  $-U$  et les variations du courant d'anode de part et d'autre de la valeur moyenne  $I$ .

Lorsque la tension de la grille varie de part et d'autre de  $-U$ , le point figuratif se déplace sur la courbe caractéristique  $D$  entre les points  $m$  et  $M$  définis respectivement par l'amplitude la plus négative et l'amplitude la moins négative de la variation de grille.

Les amplitudes extrêmes du courant d'anode se déduisent de  $m$  et  $M$  par les horizontales  $mm'$  et  $MM'$ .

Les variations du courant d'anode ont, dans le cas de la figure XVI-16-1, la même fréquence  $f$  que les variations de la tension de grille qui les provoquent. La figure XVI-16-3 représente des variations simples (sinusoïdales). Ces variations pourraient être de forme complexe, et c'est ce qui se rencontre le plus souvent en pratique (HF modulée ou tension téléphonique), sans que le mécanisme de l'amplification en soit changé.

On voit donc grossièrement par la figure XVI-16-3 que la lampe permet d'amplifier le potentiel variable appliqué à la grille.

Nous venons de dire que si l'on applique à la grille d'une lampe à trois électrodes une différence de potentiel alternative de fréquence quelconque  $f$ , l'intensité du courant d'anode varie suivant la même fréquence. La lampe proprement dite transforme donc des variations de tension en variations d'intensité. Le rôle de l'organe de liaison est de transformer ces variations d'intensité en variations de tension que l'on applique à la grille de la lampe suivante. Les variations de potentiel ainsi obtenues doivent être la reproduction amplifiée des variations de potentiel primitives. Supposons que le circuit qui se trouve dans l'anode ait une impédance  $Z$  pour la fréquence  $f$  considérée ; le coefficient d'amplification en ampères de la lampe sera, nous l'avons vu au paragraphe 12 :

$$\frac{k}{\rho + Z}$$

Si l'on applique à la grille de la lampe une différence de potentiel alternative de fréquence  $f$  et d'amplitude  $u$ , la différence de potentiel alternative qui prend naissance aux bornes du circuit inséré dans l'anode a pour amplitude :

$$V = \frac{kZ}{\rho + Z} u$$

Le rapport  $V/u$  est la mesure de l'amplification fournie par la lampe. On l'appelle *amplification effective* de la lampe, ou encore coefficient de Barkhausen, et on le désigne par la lettre  $A$ . On a :

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

Les Américains donnent de préférence à  $A$  le nom de *gain* de l'étage constitué par la lampe et son circuit d'anode.

---

(1) Courbe caractéristique dynamique parce que, nous venons de le dire, le circuit d'anode comporte une impédance  $Z$ .

Nous avons déjà rencontré ce facteur A dans le paragraphe 12 du précédent chapitre sous le nom de coefficient d'amplification dynamique  $k_a$ .

On retiendra donc l'identité des appellations que nous venons de rencontrer.

En divisant les deux termes du membre de droite de (1) par  $Z\rho$ , et en se souvenant que la pente S est égale à  $k/\rho$ , on a aussi :

$$(2) \quad A = \frac{1}{\frac{1}{Z} + \frac{1}{\rho}}$$

On voit ainsi intervenir la pente statique dans l'expression de l'amplification effective d'une lampe et l'on comprend que la connaissance des pentes statiques de deux triodes permette de comparer leurs possibilités d'amplification.

A est toujours plus petit que k. Sa valeur exacte dépend de celle de Z par rapport à  $\rho$ . Si en particulier on fait  $Z = \rho$ , l'expression (1) donne pour valeur

de A la moitié du coefficient d'amplification statique :  $\frac{k}{2}$ .

Si la résistance interne  $\rho$  est très grande, ce qui se produit pour certaines triodes spéciales et surtout pour les lampes à écran (tétrodes et pentodes), on

peut négliger  $\frac{1}{\rho}$  et l'expression (2) devient :

$$A = SZ$$

L'amplification est alors proportionnelle à la pente de la lampe et à l'impédance du circuit d'anode, d'où l'intérêt qu'il peut y avoir à utiliser les lampes à grande pente.

D'après ce qui précède, on voit que dans l'amplification effective produite par une lampe entrent deux éléments : un élément dû à la lampe (qui intervient par ses caractéristiques S, k et  $\rho$ ) et un élément dû au circuit d'anode (qui intervient par son impédance résultante Z).

Les expressions (1) et (2) donnent la valeur absolue du rapport de l'amplitude d'un signal à la sortie (bornes du circuit d'anode) à l'amplitude de ce même signal à l'entrée (bornes du circuit grille). En fait, le passage à travers la lampe produit un déphasage de  $\pi$ , autrement dit change le signe de la tension instantanée (1).

En radiotéléphonie, cette dernière circonstance n'a que peu d'importance.

### § 17. — Classification des méthodes d'amplification.

Si la fréquence f des oscillations appliquées sur la grille est supérieure à 10.000 périodes par seconde (10 kc/s), on est en présence d'une amplification haute fréquence (HF). Si la fréquence f est inférieure à 10.000 périodes par seconde (fréquence audible ou acoustique ou encore téléphonique), on est en présence d'une amplification basse fréquence (BF).

En haute fréquence, on a affaire, actuellement tout au moins, à des amplitudes u faibles (de 0,0001 à quelques volts) et l'on cherche à augmenter ces amplitudes (amplification de tension). En basse fréquence, les amplitudes u sont plus importantes (de quelques volts à 100 volts et plus) et l'on cherche à augmenter non seulement ces amplitudes, mais aussi (étage final) la puissance du courant amplifié recueilli par le circuit d'utilisation (en général haut-parleur).

Après avoir amplifié à l'aide d'une première lampe, on peut amplifier la tension fournie par cette lampe à l'aide d'une deuxième, etc. et constituer ainsi des amplificateurs à plusieurs étages. Qu'il s'agisse d'amplification HF ou BF,

(1) En effet, une augmentation du courant d'anode produit une augmentation de la chute de tension dans le circuit d'anode d'impédance Z : la tension de l'anode est la différence entre la tension de la source anodique et la chute de tension dans le circuit d'anode ; donc lorsque le courant d'anode augmente, la tension de l'anode diminue et vice versa.

les méthodes générales de liaison entre les étages restent les mêmes ; seules les valeurs de selfs et de capacités des circuits utilisés changent, puisque l'on a affaire à des fréquences très différentes. Le problème devient d'ailleurs assez délicat pour les fréquences très basses (inférieures à 50) ou très hautes (supérieures à 1.500.000).

Les amplificateurs, ensembles constitués par une ou plusieurs lampes amplificatrices montées en cascade, se classent en premier lieu en amplificateurs HF (ce sont les amplificateurs avant détection) et en amplificateurs BF (ce sont les amplificateurs après détection).

Les amplificateurs peuvent être aussi considérés du point de vue de l'importance relative de la bande des fréquences qu'ils amplifient également. Ainsi un amplificateur BF qui amplifie des fréquences situées entre 100 et 5.000 périodes par seconde constitue un *amplificateur à large bande relative* (amplificateur semi-apériodique), tandis qu'un amplificateur HF qui amplifie des fréquences situées entre 995.000 et 1.005.000 constitue un *amplificateur à bande relative étroite* (amplificateur accordé) bien que la bande 995.000-1.005.000 soit plus de deux fois plus grande que la bande 100-5.000.

On classe aussi les lampes amplificatrices, donc les amplificateurs qu'elles équipent, en *amplificatrices de tension* et en *amplificatrices de puissance* suivant le résultat qu'elles fournissent. L'amplification de puissance n'est utilisée, en règle très générale, que dans le dernier étage d'un récepteur ou d'un amplificateur, celui qui assure l'attaque du haut-parleur. Tous les autres étages amplificateurs d'un récepteur mettent en œuvre l'amplification de tension.

#### I. — LES TROIS CLASSES D'AMPLIFICATION.

La classification la plus rationnelle qui ait été proposée pour les amplificateurs de T.S.F., qu'ils soient HF ou BF, semi-apériodiques ou accordés, amplifiant en tension ou en puissance, est la classification américaine en *classe A*, *classe B*, *classe C*, classification due aux ingénieurs de la General Electric et de la Westinghouse.

Cette classification américaine des montages amplificateurs considère des amplitudes croissantes de la tension d'attaque  $u$  de grille et des polarisations négatives  $U$  croissant en valeur absolue.

1° *La classe A* correspond aux lampes amplificatrices fonctionnant dans les conditions représentées figure XVI-16-3 ; la forme des oscillations obtenues dans le circuit d'anode est la même que celle des oscillations appliquées à la grille. Ces conditions se réalisent en utilisant une polarisation négative de grille  $U$  telle qu'un courant d'anode existe à tout moment, et en appliquant à la grille des oscillations d'amplitude  $u$  telle que le point de fonctionnement reste sur la partie rectiligne ascendante de la caractéristique dynamique.

La grille ne doit pas devenir positive aux « pointes » de la tension d'attaque, et le courant d'anode ne doit pas tomber en-dessous du minimum correspondant à la courbure inférieure des caractéristiques, ce qui provoquerait une déformation des oscillations recueillies dans l'anode, autrement dit de la distorsion.

L'amplitude relative de l'harmonique 2 introduit par l'étage classe A dans le courant d'anode est, habituellement, prise comme mesure de la distorsion. La limite usuelle est de 5 %, ce qui correspond à une amplification de bonne qualité.

L'amplitude  $u$  de la tension d'attaque ne doit pas dépasser la valeur  $U$  de la polarisation grille, cela afin que la grille ne devienne pas positive, ce qui aurait pour effet de déclencher le courant grille et de modifier les conditions du circuit d'entrée de la lampe. La valeur maximum de  $u$ , que l'on appelle quelquefois *l'admission grille* de la lampe, est ainsi fixée à  $U$ . En pratique, on adopte comme polarisation  $U$  une valeur très voisine de  $E/2k_a$ ,  $E$  étant la tension appliquée à l'anode et  $k_a$  le coefficient d'amplification dynamique de la lampe (1).

---

(1) En pratique, on trouve pour  $\frac{E}{2k_a}$  une valeur comprise entre  $\frac{E}{2k}$  et  $\frac{3E}{4k}$ ,  $k$  étant le coefficient d'amplification statique.

Voici un moyen très simple et très sûr à la fois de constater que, pour des tensions d'attaque données, la polarisation de grille d'une lampe basse fréquence montée en classe A est satisfaisante. On branche dans le circuit d'anode de la lampe à régler un milliampèremètre et l'on observe l'aiguille pendant le fonctionnement (réception T. S. F., amplification pick-up ou microphone, selon le cas). Cette aiguille doit rester fixe, indiquant ainsi que le courant moyen d'anode — qui ne doit pas dépasser d'autre part la valeur limite indiquée par le constructeur — ne varie pas (cas idéal de la figure XVI-16-3). Si l'aiguille dévie en indiquant des diminutions du courant d'anode, c'est que le courant moyen subit des variations dans ce même sens (atteinte de la valeur de saturation ou du coude supérieur de la caractéristique dû à l'effet dynatron) : la polarisation grille est trop forte algébriquement, il faut la diminuer, la faire passer par exemple de  $-25$  à  $-30$  volts. Si, au contraire, l'aiguille dévie en indiquant des augmentations de courant moyen d'anode — cas le plus fréquent avec les lampes à fort courant de saturation — c'est que le courant moyen d'anode tend à augmenter (atteinte du coude inférieur de la caractéristique, ou même annulation du courant anodique) : la polarisation grille est trop faible algébriquement, il faut l'augmenter, la faire passer par exemple de  $-40$  à  $-30$  volts.

Les amplificateurs de la classe A sont les plus communément employés en réception tant en haute qu'en basse fréquence. Tous les amplificateurs de tension, beaucoup d'amplificateurs de puissance sont des amplificateurs de la classe A. Bien réglés, ces amplificateurs donnent, sans qu'il soit nécessaire de faire intervenir des artifices plus ou moins compliqués, une amplification très fidèle comportant un minimum de distorsion.

2° La classe B correspond aux lampes amplificatrices fonctionnant dans les conditions représentées figure XVI-17-1 : une seule alternance de la tension d'attaque contribue à la formation des variations du courant d'anode, lesquelles sont uniquement constituées de demi-sinusoïdes (en supposant le courant d'attaque sinusoïdal). La grille peut, au cours de ses oscillations, devenir positive ainsi que nous l'avons supposé d'ailleurs dans la figure XVI-17-1. Ces conditions se réalisent en utilisant une polarisation négative de grille  $U$  telle que le courant d'anode soit pratiquement nul lorsqu'aucune tension alternative d'attaque n'est appliquée à la grille, c'est-à-dire en utilisant comme polarisation  $U$  la polarisation de blocage pour la tension  $E$  appliquée à l'anode. On a donc :

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

$k$  étant le coefficient d'amplification statique (voir paragraphe 13, page 528).

La puissance obtenue dans l'anode est proportionnelle au carré de la tension d'attaque.

L'amplification classe B est dite quelquefois *amplification linéaire* parce que les alternances les moins négatives de la tension d'attaque de grille sont amplifiées de manière linéaire, suivant la définition que nous avons donnée de cet adjectif à propos de la détection.

Dans une lampe amplificatrice basse fréquence montée en classe B, le courant moyen d'anode tel qu'il est décelé par un milliampèremètre à cadre mobile, n'apparaît que lorsqu'une tension d'attaque  $u$  est appliquée à la grille. Au repos le courant d'anode est nul ou très voisin de zéro.

Les amplificateurs de la classe B sont, depuis l'été 1932, assez fréquemment utilisés dans la technique de la réception en amplification basse fréquence de puissance (étage final). Leur domaine le plus important est l'émission, où ils constituent les amplificateurs des ensembles émetteurs de radiotéléphonie dans lesquels la modulation se fait dans un étage à faible puissance. Les amplificateurs BF de la classe B provoquent une déformation considérable de l'oscillation amplifiée et cette déformation doit être compensée par certains procédés spéciaux dont le plus répandu est le procédé push-pull.

Le push-pull classe B permet de tirer de deux lampes une puissance modulée égale à 5 à 6 fois celle d'une seule de ces lampes en classe A.

3° La *classe C* groupe les amplificateurs où le débit est la chose principale. Dans certaines limites ce débit varie comme le carré de la tension d'anode.

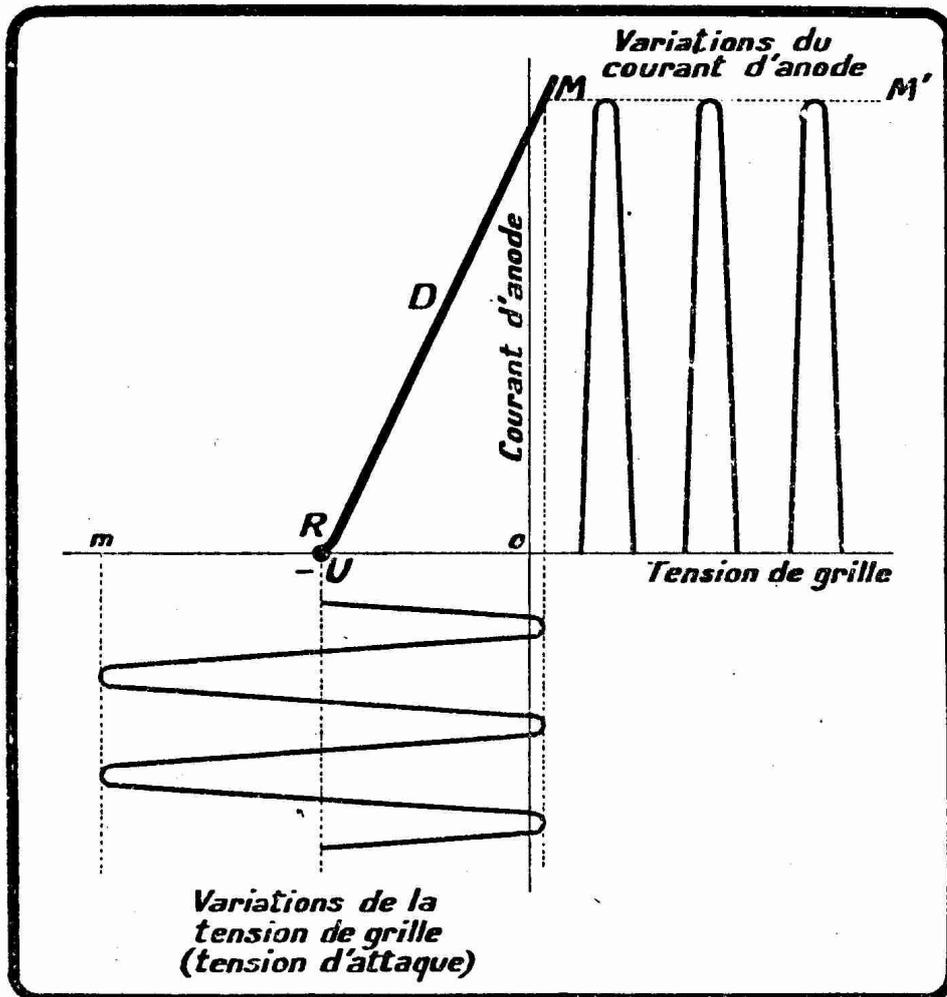


FIG. XVI-17-1. — Courbe de fonctionnement d'un amplificateur de la classe B. La polarisation  $U$  est égale à  $\frac{E}{k}$ . Seules les alternances de la tension de grille les moins négatives contribuent à former les variations du courant d'anode.

Les conditions habituelles de fonctionnement d'une lampe amplificatrice de la classe C sont représentées figure XVI-17-2. Une partie seulement de l'alternance la moins négative de l'attaque de grille contribue à former le courant plaque. La grille peut devenir très positive et le point figuratif atteindre des régions courbées de la caractéristique (saturation, amorce de l'effet dynatron).

On règle, en général, la polarisation de grille  $U$  d'une lampe amplificatrice montée en classe C à la valeur  $U = \frac{2E}{k}$ , avec les notations de tout à l'heure.

L'oscillation amplifiée comporte non seulement des harmoniques 2, mais encore des harmoniques 3. Ces harmoniques, fort importants comme on le comprendra en examinant la figure XVI-17-2, sont éliminés par des circuits filtres. En général, un étage amplificateur de la classe C attaque un circuit oscillant dont l'inertie est mise à profit pour rétablir la symétrie de l'oscillation amplifiée.

Les amplificateurs de la classe C sont utilisés uniquement dans la technique de l'émission. On les met en œuvre dans l'amplification de puissance d'oscillations haute fréquence de très grande amplitude. Dans les émetteurs radiotéléphoniques modernes, la modulation est, en général, appliquée sur un

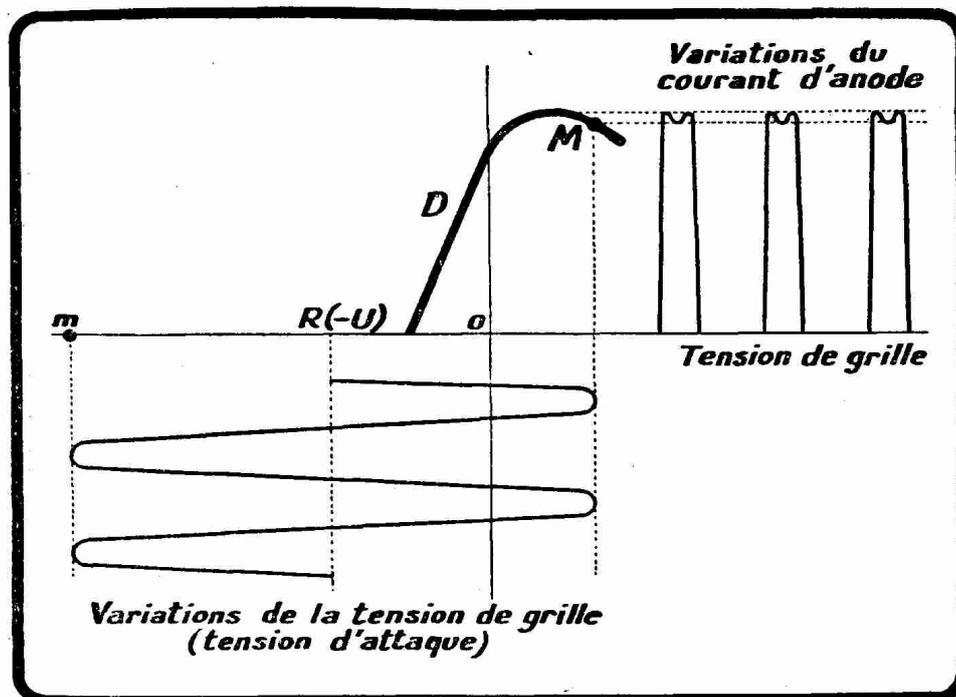


FIG. XVI-17-2. — Courbes de fonctionnement d'un amplificateur de la classe C. La polarisation  $U$  est égale à  $\frac{2E}{k}$ . Une partie seulement des alternances de grille les moins négatives contribue à former les variations du courant d'anode.

étage amplificateur de puissance de la classe C. Nous ferons cependant appel à la notion d'amplificateur classe C lorsque nous étudierons la fonction oscillatrice d'une lampe triode. Une triode oscillatrice peut, en effet, être considérée comme une amplificatrice classe C fournissant sa propre tension alternative d'attaque.

## II. — LES CLASSES INTERMÉDIAIRES.

Il est parfois commode de disposer de termes définissant des conditions d'amplification intermédiaires d'une part entre celles de la classe A et de la classe B, d'autre part entre celles de la classe B et de la classe C. On a proposé de définir ces conditions intermédiaires par les expressions *classe AB* (ou *classe A'*) et *classe BC*. Il est également intéressant dans certains cas de préciser si, au cours du fonctionnement de la lampe amplificatrice à pleine charge, le courant grille apparaît. On peut, en effet, envisager, et nous rencontrerons pareille circonstance dans la suite de cet ouvrage, une *classe B avec courant grille* et une *classe B sans courant grille*. Voici les définitions qui ont été proposées par certains techniciens anglo-saxons et qui sont adoptées par la R.C.A.

1° *Classe AB* : la polarisation de grille  $U$  et l'amplitude  $u$  de la tension d'attaque sont telles que le courant plaque s'écoule pendant plus d'une alternance de l'attaque de grille et pendant moins de la totalité des deux alternances (en général les  $\frac{3}{4}$  de l'alternance) ;  $U$  est un peu plus fort en valeur absolue que la polarisation de la classe A ; nous verrons lorsque nous étudierons en détail l'amplification classe AB que cette classe suppose la disposition de lampes ayant une caractéristique de forme spéciale ; les amplificateurs BF de la classe AB ont

un rendement et fournissent une puissance modulée intermédiaire entre ceux que l'on observe dans le cas des classes A et B ; le courant d'anode, lorsqu'aucun signal n'attaque la grille, et la dissipation anodique peuvent être ramenés à des valeurs notablement inférieures à celles qui sont possibles dans le cas de la classe A. On appelait jadis « classe A' » la classe AB.

2° *Classe BC* : la polarisation de grille U et l'amplitude u de la tension d'attaque sont telles que le courant d'anode apparaît pendant moins d'une alternance d'attaque de grille, mais cependant pendant une partie importante de cette alternance ; U est intermédiaire entre la polarisation caractérisant une classe B et celle caractérisant une classe C ; les amplificateurs BF de la classe BC ont un rendement et fournissent une puissance modulée intermédiaires entre ceux que l'on observe dans le cas des classes B et C ; les amplificateurs de la classe BC ne sont pas généralement utilisés dans la pratique de la radioréception.

3° Pour indiquer que le courant grille n'apparaît à aucun moment, on ajoute le suffixe 1 à la lettre ou aux lettres désignant la classe (classes A, AB, B, BC ou C) ; pour indiquer que le courant grille apparaît à certains moments de chaque période d'attaque de la grille, on ajoute le suffixe 2 à la lettre ou aux lettres désignant la classe. Ainsi, la classe B sans courant grille est la classe B1 (QPP des techniciens anglais) ; la classe B avec courant grille est la classe B2. En règle générale, la classe A est une classe A1, et on l'écrit alors sans suffixe.

### § 18. — La distorsion (1)

L'amplificateur idéal doit donner à sa sortie la reproduction exacte, mais bien entendu amplifiée, des oscillations simples ou complexes qui sont appliquées à son entrée. Les oscillations amplifiées doivent avoir la même fréquence, les mêmes amplitudes relatives et les mêmes phases que les oscillations d'attaque. Si tel n'est pas le cas, l'amplification n'est pas fidèle : il y a *distorsion*, autrement dit déformation.

Il résulte de ce que nous venons de dire, qu'il existe trois types de distorsion possibles :

1° La distorsion en fréquence : l'amplificateur ne traite pas de la même manière les diverses fréquences de l'oscillation d'attaque ; le timbre de la voix et de la musique change de manière plus ou moins considérable suivant l'importance de ce défaut qui est dû le plus souvent aux circuits qui accompagnent les lampes (circuits trop sélectifs par exemple) et non à la lampe proprement dite. La suppression des fréquences basses donne à l'audition un timbre métallique, celle des fréquences élevées un timbre caverneux.

2° La distorsion en amplitude : la lampe amplificatrice peut ne pas produire une amplification rigoureusement identique pour toutes les amplitudes d'attaque. C'est le cas d'une lampe à caractéristique non linéaire. La distorsion d'amplitude introduit dans l'oscillation amplifiée des fréquences (harmoniques 2, 3, 4, etc.) qui n'existaient pas dans l'oscillation d'attaque. Ce défaut, dû à la forme de la caractéristique de la lampe ou encore au fait que la grille devenant positive, la résistance cathode-grille diminue considérablement, changeant les constantes du circuit d'entrée, est fréquent et fort gênant en amplification basse fréquence. En général, on mesure la distorsion en fréquence par le *rapport de l'amplitude de l'harmonique à l'amplitude de la fondamentale*. On peut tolérer en pratique une distorsion de 5 à 10 % pour l'harmonique 2 et de 3 à 5 % pour l'harmonique 3. Une distorsion de 25 % pour l'harmonique 2 et une distorsion de 10 % pour l'harmonique 3 correspondent à des déformations extrêmement

(1) Pour plus de détails, voir *Vues sur la Radio*, de Marc Seignette, pages 117 à 129.

importantes, absolument inadmissibles pour les auditeurs (1). En général, l'harmonique 3 est relativement plus gênant que l'harmonique 2.

En pratique seuls entrent en ligne de compte dans la distorsion les harmoniques 2 et 3. On utilise souvent la notion de *distorsion totale*. On appelle ainsi la racine carrée de la somme des carrés des distorsions dues respectivement à l'harmonique 2 et à l'harmonique 3.

$$D = \sqrt{D_2^2 + D_3^2}$$

Ainsi prenons le cas d'une lampe donnant une distorsion par harmonique 2 de 4 % et une distorsion par harmonique 3 de 10 % ; sa distorsion totale est

$$D = \sqrt{0,0016 + 0,01} = 0,1077$$

autrement dit de 10,77 %.

Actuellement, où l'on recherche la distorsion minimum dans les récepteurs dits « à haute fidélité », on observe des distorsions totales de l'ordre de 2 et même 1 %.

3° La distorsion en phase : cette distorsion se traduit par un décalage des phases des oscillations élémentaires constituant une oscillation complexe. Elle est due à ce que les diverses fréquences ne traversent pas la lampe ou l'amplificateur avec la même vitesse. Pendant très longtemps on a admis que cette distorsion, très gênante en télévision ou dans les communications par fil à grande distance, n'avait pratiquement aucun effet en radio-réception. Mais une théorie récente a permis de prouver que la distorsion en phase produit un effet nuisible même en basse fréquence.

### § 19. — Méthodes générales d'amplification de tension.

Le but de l'amplification de tension étant d'obtenir à la sortie de la lampe une tension alternative maximum pour l'amplitude donnée de la tension d'attaque appliquée à la grille, il y a lieu de monter dans le circuit d'anode un dispositif transformant les variations du courant d'anode, produites par les variations de la tension de grille, en variations de tension qui constituent la reproduction amplifiée de la tension d'attaque et que l'on reporte sur la grille d'une lampe suivante.

Les méthodes générales d'amplification de tension se caractérisent par le mode de liaison adopté entre les étages amplificateurs, autrement dit entre les lampes amplificatrices. Nous allons passer ces méthodes en revue sans, en général, distinguer l'amplification haute fréquence de l'amplification basse fréquence.

1° *Amplificateur à résistance*. — Du moment que l'on dispose dans le circuit d'anode d'un courant variable, pour faire apparaître une tension variable, l'idée qui vient immédiatement à l'esprit consiste à insérer dans ce circuit d'anode une résistance aussi élevée que possible aux bornes de laquelle se manifesterait une tension que l'on n'aurait plus qu'à reporter à la grille de la lampe suivante. La figure XVI-19-1 représente une triode ainsi montée (lampe I). Dans la grille, entre les bornes a et b, on applique les oscillations d'attaque. La polarisation éventuelle est montée par exemple en  $U_1$ . Dans l'anode se trouve une résistance  $R_1$  aux bornes a' et b' de laquelle apparaît une tension alternative qui est la reproduction amplifiée de la tension d'attaque appliquée entre a et b. D'ordinaire on prend pour  $R_1$  une valeur comprise entre le double et le triple de la résistance interne de la lampe. Pour transférer à la grille d'une lampe suivante (lampe II) la tension amplifiée disponible entre a' et b', on relie a' à cette grille par un condensateur  $C_1$  et, comme la grille en question doit être polarisée, on la relie d'autre part au — de la source anodique de la lampe II ( $-B_2$ ) par une

(1) Des observateurs différents ne jugent pas de manière équivalente les déformations dues aux harmoniques. Une distorsion que certains auditeurs estiment « à peine perceptible » est jugée par d'autres « parfaitement sensible » ou même « très gênante » (expérience de Frank Massa).

résistance  $R_2$  de 250.000 à 500.000 ohms et une source de polarisation  $U_2$ . Le condensateur  $C_1$  et la résistance  $R_2$  ont pour but d'empêcher la tension du pôle positif de la source  $B_1$  de se trouver appliquée à la grille qui exige, au contraire,

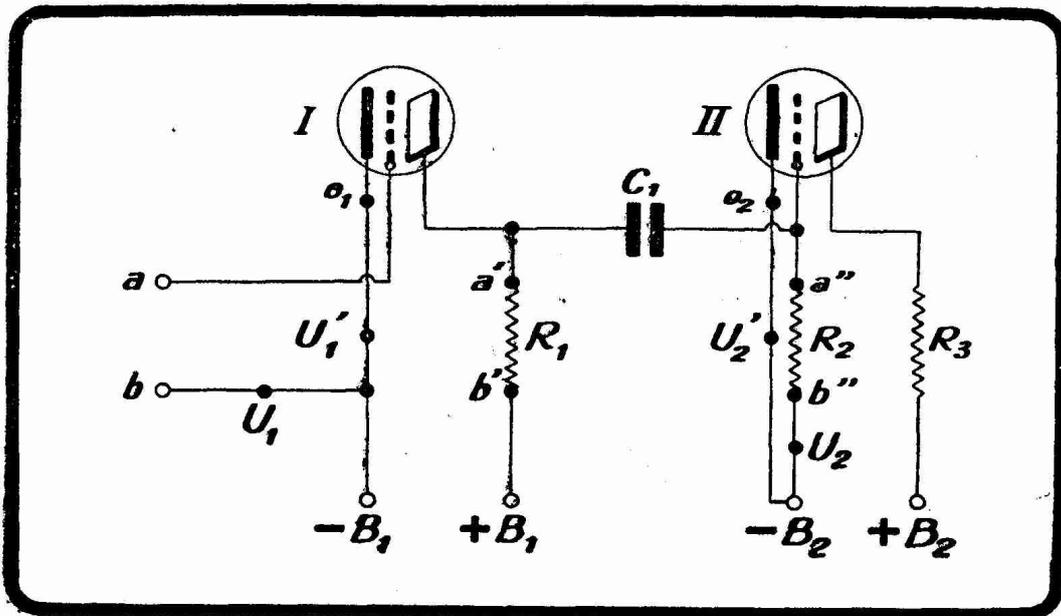


FIG. XVI-19-1. — Montage amplificateur à résistances. Schéma théorique ; sources anodiques  $B_1$  et  $B_2$  distinctes.

une polarisation négative.  $C_1$  doit être dimensionné suivant les fréquences que l'on désire recevoir (voir tableau du présent §, page 549) ; il doit présenter pour ces fréquences une aussi faible capacitance que possible.  $R_2$  doit être suffisamment élevé pour que le fait de shunter  $R_1$  par l'ensemble série  $C_1R_2$  n'ait que peu d'influence sur l'impédance effective située entre les points  $a'$  et  $b'$ .

En définitive, la tension correspondant à l'amplification de la tension d'attaque appliquée entre  $a$  et  $b$ , apparaît entre  $a''$  et  $b''$  et est, de là, directement transmise à la grille de la lampe suivante II, dont le circuit d'anode peut comporter lui aussi une résistance  $R_3$  aux bornes de laquelle apparaissent les oscillations amplifiées par cette lampe II.

Les lampes I et II de la figure XVI-19-1 et des figures qui suivent peuvent être à chauffage direct ou à chauffage indirect. Dans le premier cas,  $O_1$  et  $O_2$  correspondent aux extrémités négatives des filaments ; dans le second cas,  $O_1$  et  $O_2$  correspondent purement et simplement aux cathodes.

Dans le cas de lampes à chauffage indirect, les polarisations peuvent être montées — et sont, en pratique, montées — en  $U_1$  et  $U_2$ , au lieu de l'être en  $U_1$  et  $U_2$ . Nous avons montré cela à propos de la figure XVI-16-2.

Les amplificateurs à résistance sont du type à très large bande relative. Ils sont par essence peu sélectifs, la résistance de couplage se comportant de manière identique pour toutes les fréquences. L'amplificateur à résistance n'amplifie cependant pas rigoureusement une bande infinie. En fait, les fréquences très basses sont mal amplifiées, du fait de la capacitance élevée de  $C_1$  pour ces fréquences, et les fréquences élevées sont sacrifiées par l'effet de shunt produit par la capacité anode-cathode de la lampe I (en shunt sur  $R_1$ ) et par la capacité grille-cathode de la lampe II (en shunt sur  $R_2$ ).

D'un autre côté, il se produit le long de  $R_1$  une chute de tension importante due au courant moyen d'anode (valeur  $I$  de la figure XVI-16-3) ; l'anode de la lampe ne se trouve pas portée aux 120, 150, 200 ou 250 volts nécessaires à son fonctionnement normal. On est conduit, pour compenser cette chute, à utiliser des tensions d'anode (source  $B_1$ ) assez importantes, ce qui peut être consi-

déré comme un inconvénient. C'est pour cette raison que l'on ne prend pas en pratique des résistances  $R_1$  de valeur trop élevée.

2° *Amplificateur à bobine de self.* — En remplaçant, figure XVI-19-1, la résistance  $R_1$  par une bobine de self  $S_1$  on tombe sur la disposition de la figure XVI-19-2 qui représente un amplificateur à self ou encore un amplificateur à impédance.

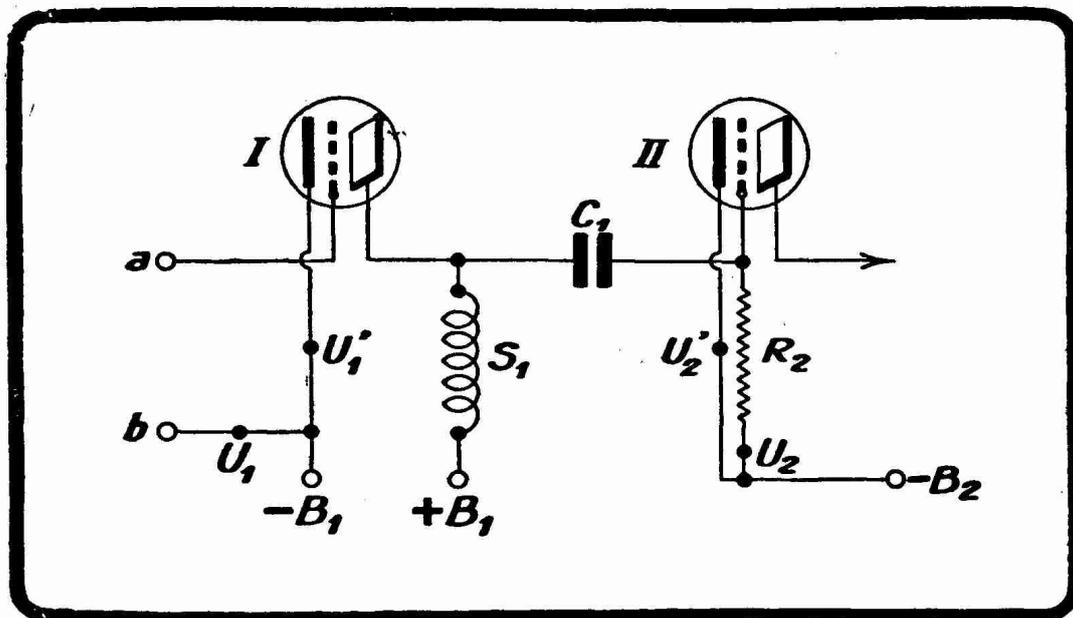


FIG. XVI-19-2. — Montage amplificateur à bobine de self.

$S_1$  est une bobine dont les caractéristiques (coefficient de self-induction, nature du circuit magnétique, résistance effective) conditionnent étroitement le comportement de l'étage amplificateur.  $S_1$  intervient dans la formation de l'amplification effective  $A$  dont il a été question au paragraphe 16, par l'impédance qu'elle offre aux diverses fréquences que l'on a en vue d'amplifier. Les oscilla-

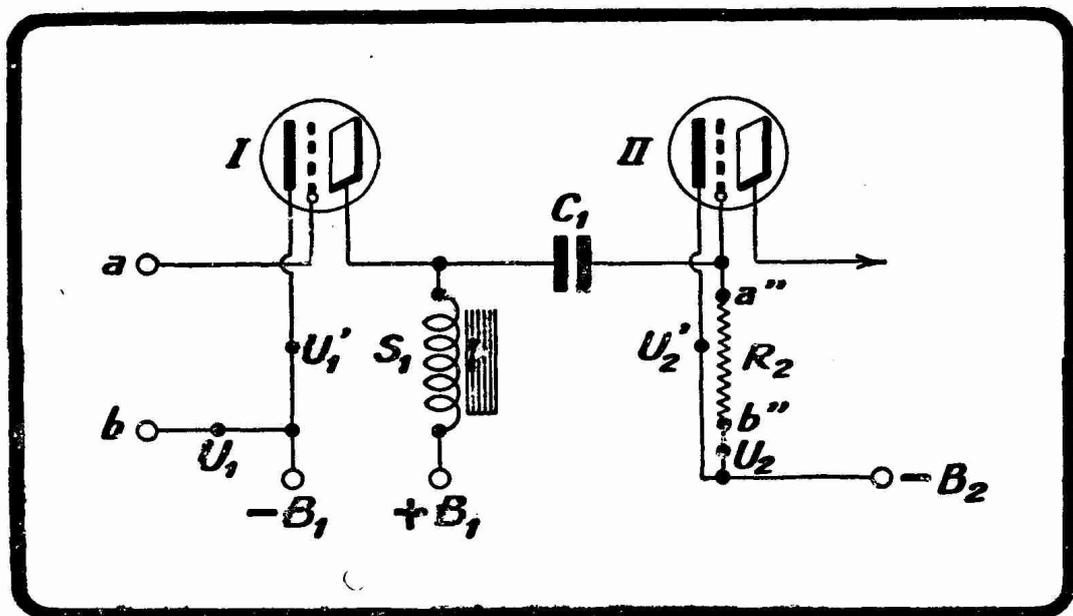


FIG. XVI-19-2. — Montage amplificateur à impédance.

tions les plus amplifiées seront évidemment celles qui donneront à l'impédance de  $S_1$  les valeurs les plus élevées.

S'il s'agit d'un amplificateur basse fréquence, la bobine  $S_1$  comporte un noyau magnétique (bobine à fer) et l'on a la représentation de la figure XVI-19-3.

Dans le cas de la haute fréquence, la bobine  $S_1$  est constituée soit par un enroulement de fil fin, et l'on retrouve la représentation schématique de la figure XVI-19-2, soit par un bobinage  $L$ , (bobine à spires écartées, jointives, massées) en parallèle sur lequel se trouve un condensateur  $C$  qui permet d'accorder le circuit oscillant  $L_1C$  ainsi constitué sur la fréquence désirée, c'est-à-dire sur la fréquence de la tension d'attaque appliquée entre  $a$  et  $b$ . Ce montage, dit quelquefois à *circuit d'anode accordé*, à *résonance*, ou encore à *circuit bouchon*, est représenté schématiquement par la figure XVI-19-4.

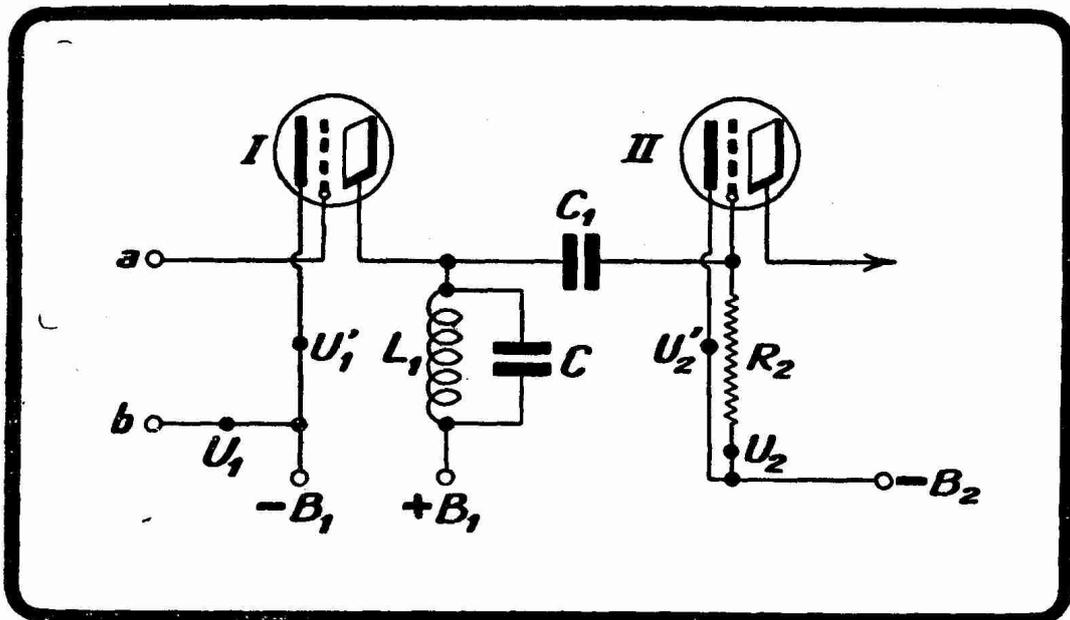


FIG. XVI-19-4. — Montage amplificateur à résonance (C119 classique).

La sélectivité de ces amplificateurs dépend évidemment de l'amortissement du circuit inséré dans l'anode. C'est ainsi que la sélectivité du dispositif de la figure XVI-19-4 est de beaucoup supérieure à celle de la figure XVI-19-2.

f	$C_1$
Hautes fréquences ordinaires (ondes de 200 à 2.600 mètres) .....	100 à 150 picofarads
Hautes fréquences des grandes ondes (2.600 à 20.000 mètres) .....	150 à 200 picofarads
Basses fréquences acoustiques (100 à 5.000 périodes par seconde) .....	20.000 picofarads
Très basses fréquences <sup>(1)</sup> (cadence du Morse) .....	2 microfarads

L'avantage des figures XVI-19-2, XVI-19-3 et XVI-19-4 sur la figure XVI-19-1 est que la résistance ohmique des bobines  $S_1$  et  $L_1$  est très faible. La chute de

(1) Montages utilisés pour l'inscription des signaux Morse.

tension que nous avons signalée exister dans  $R_1$  de la figure XVI-19-1 est pratiquement négligeable dans les bobines  $S_1$  et  $L_1$ . Il en résulte que des sources anodiques de tension élevée ne sont plus nécessaires.

Dans les quatre figures de ce paragraphe, la valeur du condensateur de liaison  $C_1$  dépend des fréquences que l'on a l'intention d'amplifier. Il est classique de dresser le tableau de la page précédente, qui donne les correspondances entre les fréquences  $f$  et les capacités  $C_1$ .

Lorsqu'il s'agit d'un amplificateur HF, on fera bien de prendre  $C_1$  du type fixe au mica.

REMARQUES. — I. — La figure XVI-19-3 peut être modifiée comme l'indiquent les figures XVI-19-5 et XVI-19-6 qui représentent respectivement une liaison par *autotrans-*

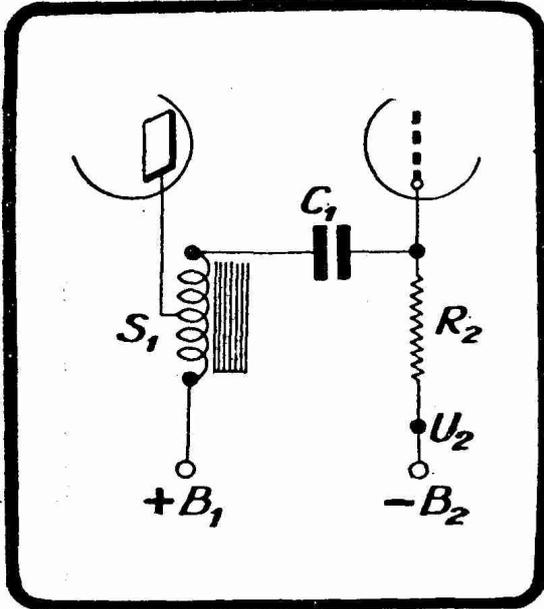


FIG. XVI-19-5. — Montage amplificateur à autotransformateur.

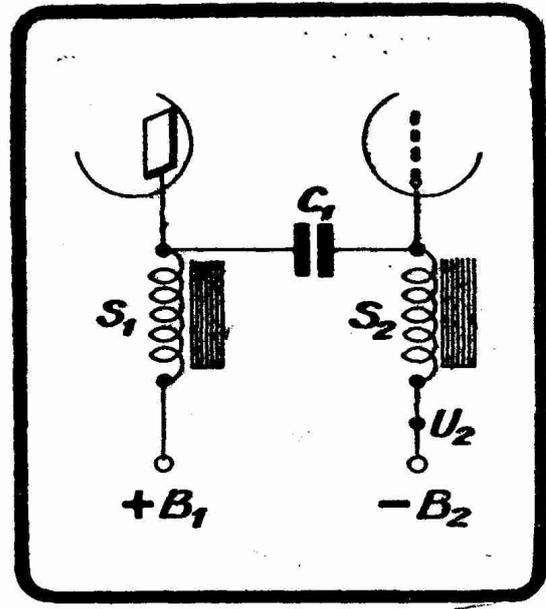


FIG. XVI-19-6. — Montage amplificateur à double impédance.

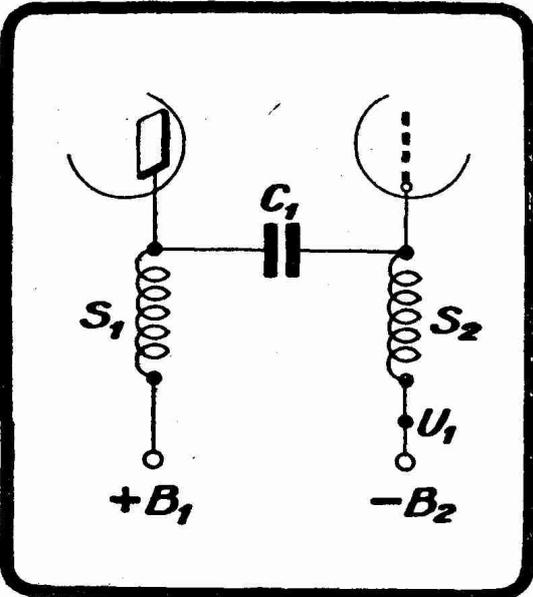


FIG. XVI-19-7. — Montage amplificateur à double bobine de self.

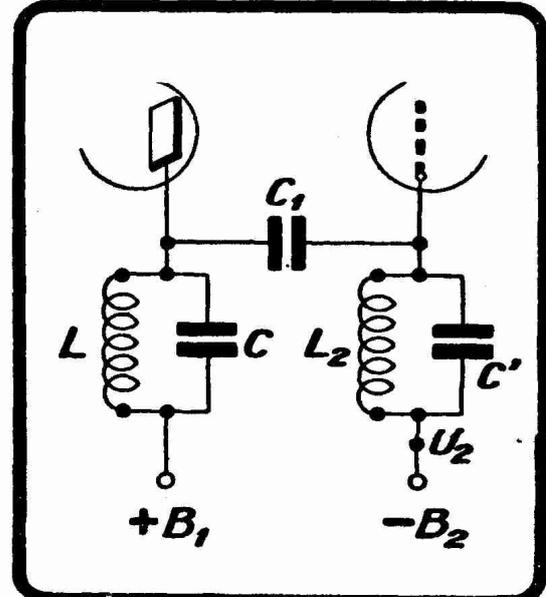


FIG. XVI-19-8. — Montage amplificateur à double circuit accordé.

formateur et une liaison à double impédance, la résistance  $R_2$  étant remplacée par une bobine  $S_2$  à fer analogue à  $S_1$ .

De même, figure XVI-19-2, on peut remplacer  $R_2$  par une bobine  $S_2$  analogue à  $S_1$  (fig. XVI-19-7).

Enfin, figure XVI-19-4, on peut remplacer  $R_2$  par une ensemble  $L_2C'$  analogue à  $L_1C$  (fig. XVI-19-8).

Un montage jadis mis en œuvre est celui de la figure XVI-19-8, avec LC remplacé par un enroulement semi-apériodique  $S_1$  (réception des « grandes ondes » de la radiodiffusion).

II. — Dans les figures XVI-19-1 à XVI-19-4, nous avons représenté deux sources de tension anodique  $B_1$  et  $B_2$ , une pour chacune des lampes I et II. Pratiquement, lorsque l'on utilise plusieurs lampes à la suite les unes des autres (en cascade), on se sert de la même source B pour les divers circuits d'anode. La figure XVI-19-1 devient alors la figure XVI-19-9. Les figures XVI-19-2 à XVI-19-8 subissent en pratique une modification analogue. Cette simplification de montage est couverte par un brevet fameux (brevet Marius Latour).

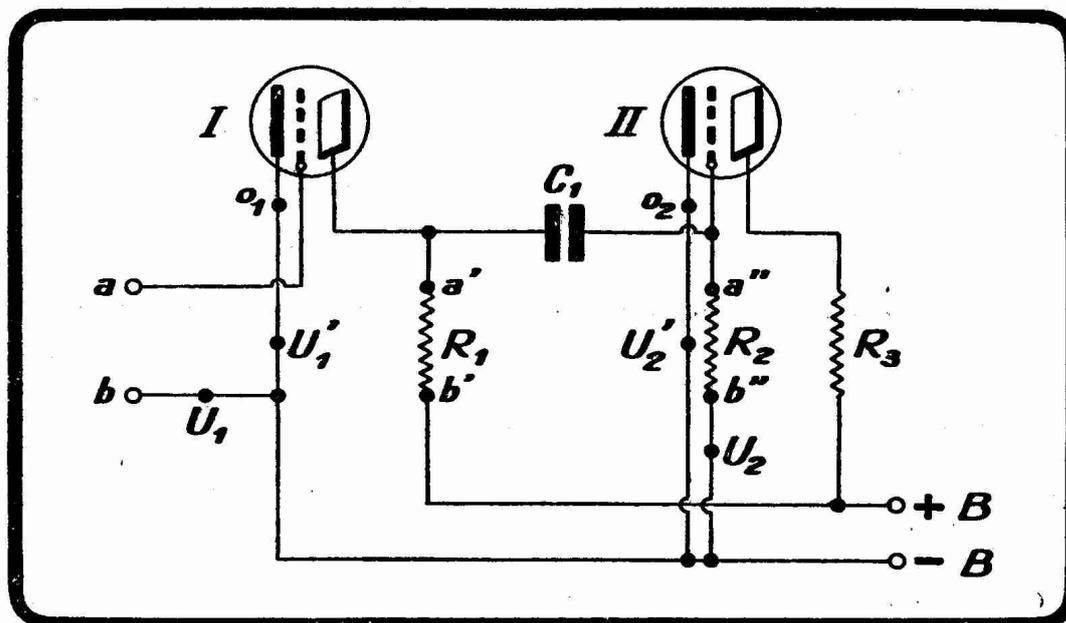


FIG. XVI-19-9. — Montage amplificateur à résistances. Schéma pratique ; source anodique commune.

III. — Entre les points  $a$  et  $b$  du circuit grille de la lampe I des figures qui illustrent ce paragraphe, on branche le circuit aux bornes duquel apparaissent les oscillations haute ou basse fréquence que l'on désire amplifier. Dans le cas de la haute fréquence, ce circuit est le circuit oscillant final du système d'accord. Donc, les bornes  $a$  et  $b$  des figures XVI-19-1 à XVI-19-9 sont reliées aux bornes de même nom des circuits représentés figures XV-7-1 à XV-7-11. En B.F.,  $a$  et  $b$  représentent la liaison à un pick-up, un microphone, une cellule photoélectrique, ou encore à la partie détectrice.

3° Amplificateur à transformateur. — Les amplificateurs qui précèdent sont du type à capacité de liaison.

Pour transformer en variations de tension les variations de courant disponibles dans le circuit d'anode d'une lampe amplificatrice, on peut utiliser le transformateur. La méthode de la liaison par transformateur est très générale et utilisée aussi bien en haute qu'en basse fréquence.

Considérons une lampe I dont la grille est attaquée par une tension alternative (haute ou basse fréquence) insérée entre les bornes  $a$  et  $b$  et dont l'anode contient le primaire  $L$  d'un transformateur  $LL'$  dont le secondaire  $L'$  attaque la grille d'une seconde lampe II. C'est aux bornes  $a'$  et  $b'$  de ce transfo qu'apparaissent en effet les oscillations amplifiées par I. La polarisation de la grille de I s'insère soit en  $U_1$ , soit en  $U'_1$ . La polarisation de la grille de II s'insère soit en  $U_2$ , soit en  $U'_2$  (fig. XVI-19-10). Les variantes  $U'_1$  et  $U'_2$  sont surtout mises en œuvre dans le cas de lampes à chauffage indirect ainsi que nous l'avons dit à propos de la figure XVI-19-1.

La liaison de la figure XVI-19-10 est dite quelquefois à *transformateur semi-apériodique*. Dans le cas de la basse fréquence et dans certaines circonstances

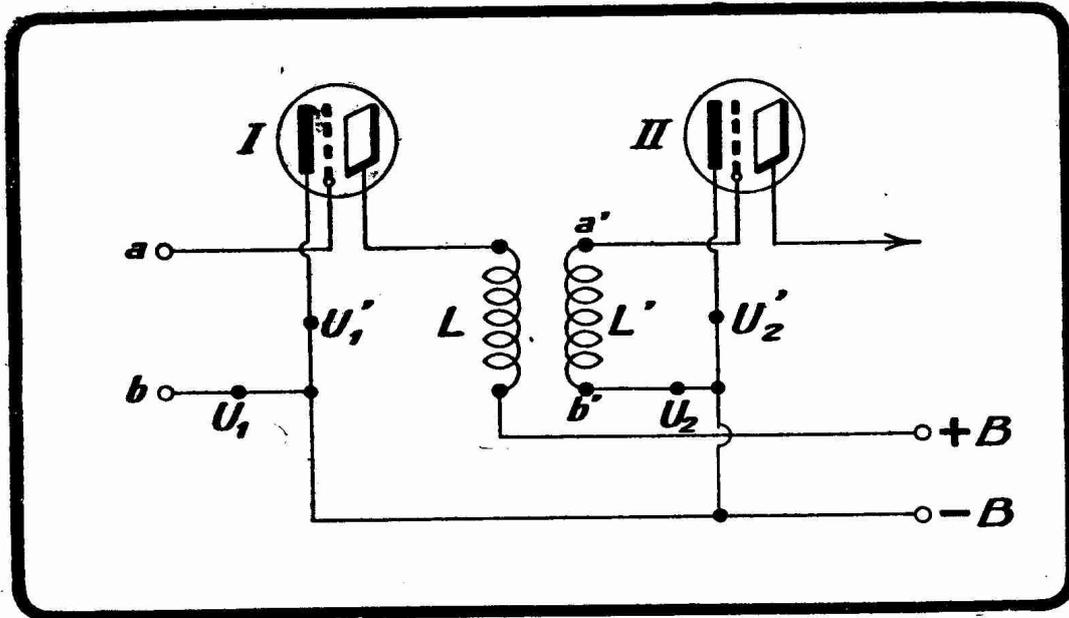


FIG. XVI-19-10. — Montage amplificateur à transformateur semi-apériodique.

spéciales dans le cas de la haute fréquence, on utilise la liaison par transformateur à circuit magnétique dont le schéma est représenté figure XVI-19-11.

En haute fréquence, où il est désirable de disposer d'étages amplificateurs à bande relative étendue, on fait usage de liaisons par transformateurs accordés.

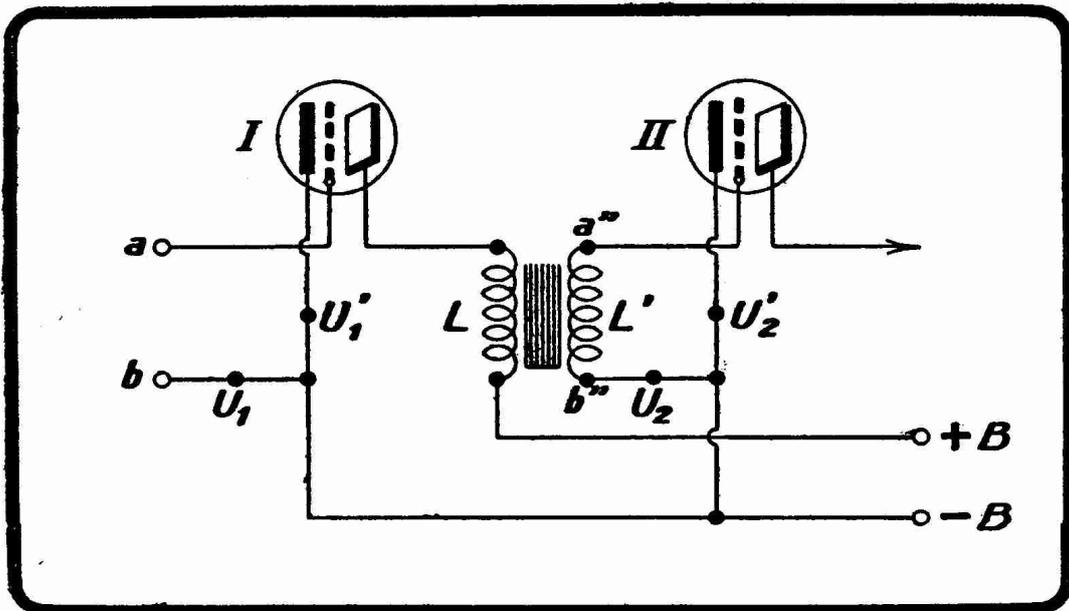


FIG. XVI-19-11. — Montage amplificateur à transformateur à fer.

La figure XVI-19-12 représente une liaison par transformateur à secondaire accordé et la figure XVI-19-13 une liaison par transformateur à primaire et secondaire accordés. Ce dernier dispositif de liaison permet d'obtenir un effet de filtre de bande lorsque LC et L'C' sont accordés exactement sur la même

onde et lorsque le couplage  $LL'$  est réglé légèrement au-dessus de la valeur critique. Tout ce qui a été dit à propos de la figure XIII-22-1 s'applique exactement au couplage  $LC-L'C'$  de la figure XVI-19-13.

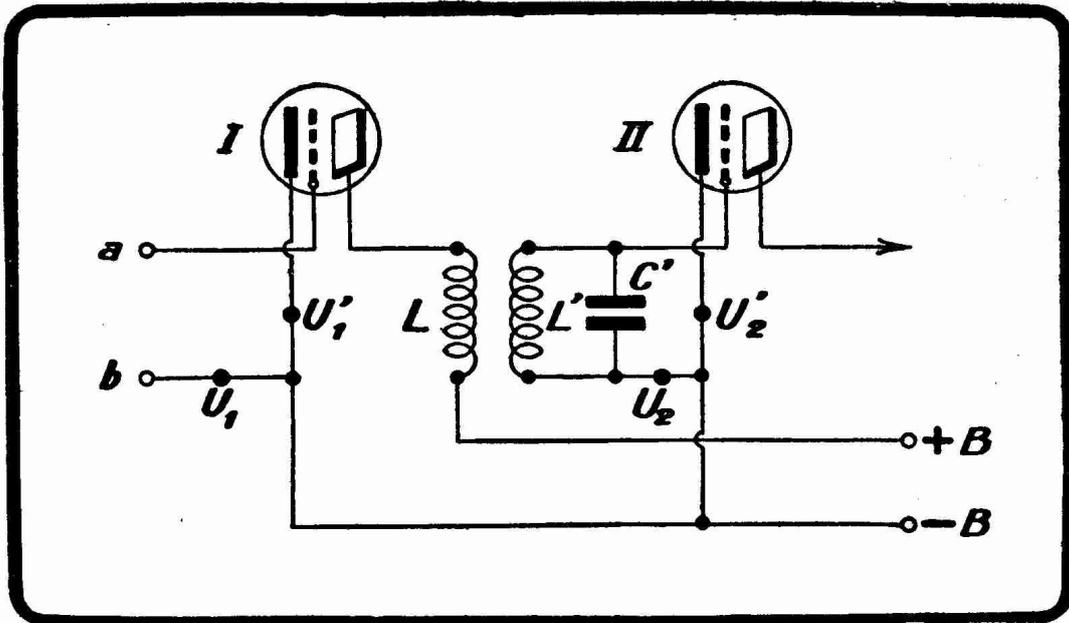


FIG. XVI-19-12. — Montage amplificateur à transformateur à secondaire accordé.

La liaison par transformateur à secondaire accordé est employée dans le cas de l'amplification HF avant changement de fréquence et la liaison par transformateur à primaire et à secondaire accordés dans le cas de l'amplification HF après changement de fréquence (amplification moyenne fréquence).

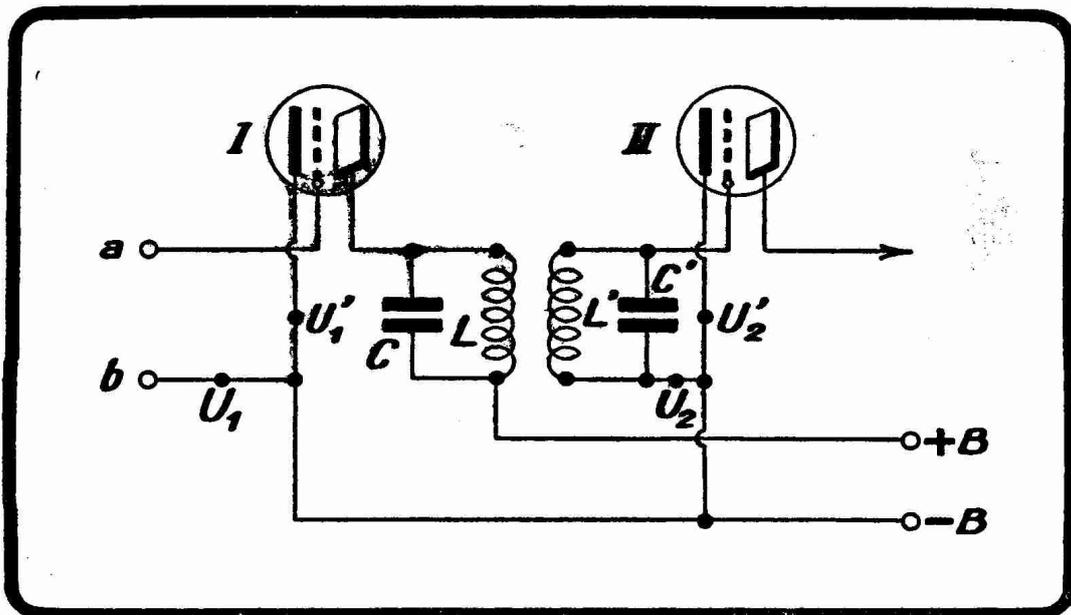


FIG. XVI-19-13. — Montage amplificateur à transformateur à primaire et secondaire accordés (filtre de bande).

La liaison par transformateur permet dans certains cas de bénéficier de l'amplification due au transformateur, qui intervient, par son rapport de transfor-

mation, dans l'expression de l'amplification produite. Elle donne alors une sensibilité supérieure à celle que fournissent les liaisons par capacités des figures XVI-19-1 à XVI-19-9.

La sélectivité que permet d'atteindre la disposition de la figure XVI-19-13 est infiniment supérieure à celle que l'on observe avec n'importe lequel des schémas qui précèdent. Cette disposition donne, suivant le couplage LL', qui peut être rendu variable (*sélectivité variable*), une courbe de résonance d'un des types de la partie II de la figure XIII-22-3 ; aussi est-elle très généralement utilisée malgré l'amplification relativement faible qu'elle fournit.

4° *Amplificateurs à capacité de liaison et à transformateur.* — La liaison entre une lampe amplificatrice de tension et le dispositif qui la suit, générale-

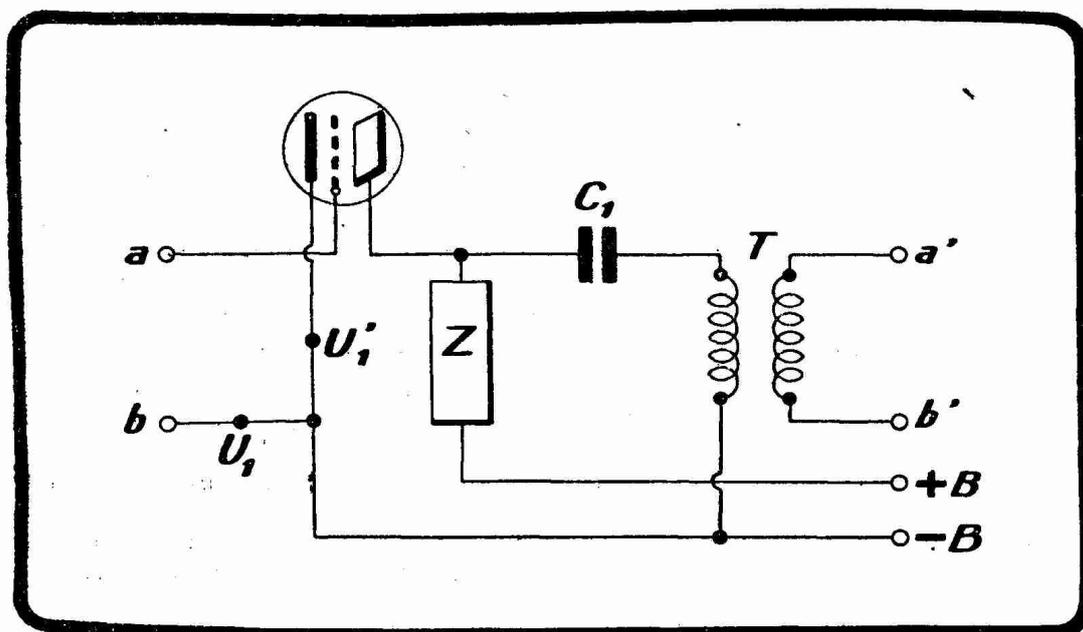


FIG. XVI-19-14. — Montage amplificateur à couplage mixte par condensateur et transformateur.

ment lampe, peut s'effectuer en combinant la capacité et le transformateur comme le montre la figure XVI-19-14.

La tension amplifiée par la lampe, image agrandie de la tension d'attaque appliquée entre  $a$  et  $b$ , apparaît aux bornes de l'organe  $Z$  (résistance, bobine de self à fer ou sans fer, accordée ou semi-apériodique) dont l'impédance transforme les variations de courant en variations de tension. Ces variations de tension sont reportées, par l'intermédiaire du condensateur  $C_1$ , au primaire d'un transformateur  $T$  (transfo HF sans fer, accordé ou semi-apériodique, transfo BF à fer) aux bornes  $a'b'$  du secondaire duquel apparaît la tension amplifiée. On peut s'arranger de manière que  $C_1$  constitue, avec le primaire de  $T$ , un circuit résonnant série dont on règle la fréquence de résonance de manière à éviter une chute de la courbe de résonance de l'amplificateur en telle région où l'on désire que l'amplification soit au contraire soutenue. La disposition de la figure XVI-19-14 est avantageuse lorsque l'on désire que la composante continue du courant anode ne traverse pas le primaire du transformateur  $T$  et que les composantes alternatives de ce courant évitent la source  $B$  : le courant continu passe par  $Z$ , les composantes alternatives par  $C_1$  et le primaire de  $T$ , et apparaissent aux bornes  $a'b'$  du secondaire de  $T$  (1).

(1) Une étude originale très complète de la liaison par transformateur est donnée dans *Vues sur la Radio*, de Marc Seignette, pages 47 à 58.

## § 20. — Le transistor, triode à cristal de germanium

En septembre 1948, la *Bell Telephone Laboratories* (U.S.A.), à la suite de recherches entreprises pendant de longues années, a fait connaître au public le résultat de ses travaux : création d'une triode sans tube à vide fonctionnant suivant un principe nouveau.

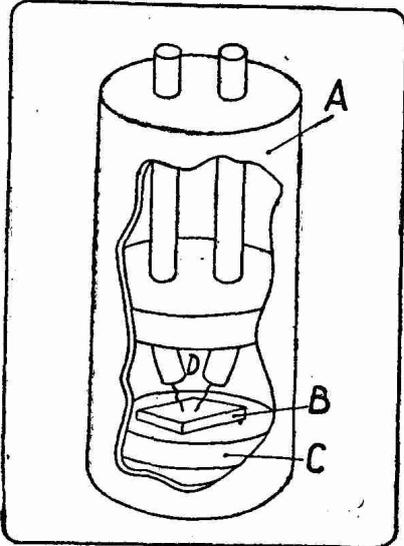


FIG. XVI-20-1. — Coupe du transistor.

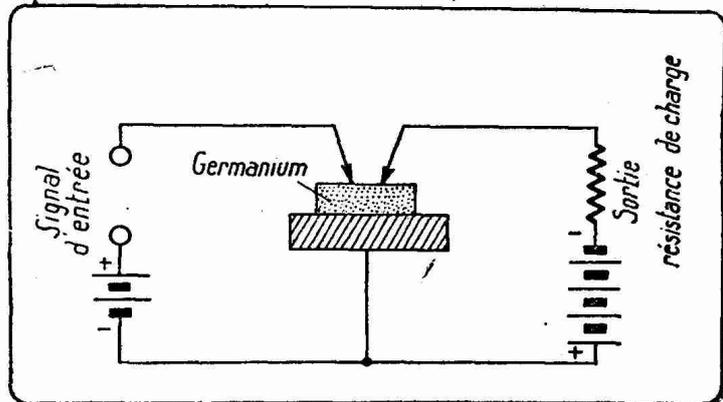


FIG. XVI-20-2. — Schéma de montage pratique. La pile de gauche doit avoir une f.é.m. de l'ordre du volt ; celle de droite doit faire 40 à 50 volts. Bien respecter les polarités indiquées, qui sont contraires à l'habitude (entrée positive, sortie négative).

La figure XVI-20-1 montre la composition de cette nouvelle triode et la figure XVI-20-2 son montage. La construction intérieure est bien visible sur la première figure. A est un cylindre métallique, B un cristal de germanium, C un disque métallique sur lequel B est soudé. Ce disque C fait corps avec A. Deux pointes de tungstène, D, appuient sur la face supérieure du cristal.

La seconde figure montre, à gauche, les bornes auxquelles on connecte la source de signal à amplifier, à droite une résistance de charge dite de sortie, aux bornes de laquelle on recueille le signal amplifié. En série avec la source d'entrée et la résistance de sortie sont disposées des piles, celle de gauche étant de 1 volt environ, celle de droite de 40 à 50 volts. Les polarités sont indiquées sur la figure, où l'on remarque que, contrairement à la triode normale, l'électrode d'entrée est polarisée positivement, et celle de sortie négativement.

L'amplification obtenue est de l'ordre de 20 db, la puissance de sortie de l'ordre de 25 mW ; le transistor fonctionne parfaitement jusqu'à une fréquence de 10 Mc/s. On peut l'employer en HF, en MF ou en BF.

A l'étage final, on peut utiliser deux transistors en push-pull et obtenir 50 mW modulés (soit la même puissance qu'avec l'ancienne B443 de l'époque des postes batteries).

Les dimensions sont très faibles : diamètre : 6 mm ; longueur : 14 à 15 mm. Cette triode se prête donc très bien à la réalisation des montages de faibles dimensions et de poids réduit.

Des diodes à cristaux de germanium, de dimensions voisines, existent également et peuvent être associées aux transistors, de manière à pouvoir réaliser des montages récepteurs ou des appareils de mesure complets.

Signalons, avant de terminer, que le transistor fonctionne immédiatement après sa mise sous tension, aucun filament n'étant à chauffer. A l'heure où nous rédigeons ce paragraphe, le transistor n'est encore que du domaine du laboratoire, et il semble que sa mise en vente sera longtemps retardée.

## § 21. — L'amplification basse fréquence.

La lampe triode se prête assez mal, dans les montages classiques, à l'amplification haute fréquence, ainsi que nous le verrons plus tard. C'est pourquoi nous commençons l'étude de ses propriétés amplificatrices par l'examen des applications à l'amplification basse fréquence.

## 1° GÉNÉRALITÉS

L'amplification basse fréquence est nécessaire en radiotechnique dans quatre circonstances principales :

1° Lorsque, en réception, à la sortie de la détection, les courants téléphoniques sont de puissance trop faible pour agir sur le dispositif de transformation des vibrations électriques en ondes sonores (casque ou haut-parleur).

2° Lorsque, en émission, les courants modulés disponibles à la sortie du microphone sont insuffisants (et l'on peut dire que c'est toujours le cas) pour agir par l'intermédiaire des lampes modulatrices sur l'onde entretenue rayonnée par l'émetteur. C'est le problème si délicat et si important de l'amplificateur de modulation.

3° Lorsque l'on désire amplifier les courants téléphoniques de faible amplitude (1 volt) disponibles aux bornes d'un lecteur électromagnétique (pick-up), de manière à reproduire des disques de phonographe par le truchement d'un haut-parleur (phonographe électrique). On retrouve ici des ensembles complexes utilisés dans la modulation en émission.

4° Dans les amplificateurs de cellule utilisés en cinématographie.

Dans le cas qui nous intéresse au premier abord, de l'amplification basse fréquence envisagée à la réception, il s'agit en premier lieu d'*amplifier la tension* des courants de fréquence audible disponibles à la sortie d'un détecteur quelconque (précédé ou non d'une amplification haute fréquence) et, en second lieu, de faire subir aux oscillations BF ainsi préalablement amplifiées une *amplification de puissance* fournissant au dispositif reproducteur de sons (haut-parleur) un courant de puissance suffisante pour qu'il fonctionne dans de bonnes conditions.

Une amplification BF s'analyse donc en une amplification de tension et une amplification de puissance fournies chacune par un étage (lampe) distinct.

Lorsque le détecteur fournit une oscillation BF d'amplitude suffisante on peut faire attaquer directement par cette oscillation l'étage amplificateur de puissance. C'est ce que l'on observe dans un certain nombre de récepteurs mettant en œuvre la détection de puissance.

Les qualités que l'on exige d'un amplificateur basse fréquence ne sont pas les mêmes suivant que l'on a en vue la radiotélégraphie ou la radiotéléphonie.

Dans le cas de la radiotélégraphie on reçoit une onde entretenue qui, détectée par la méthode de la réaction, donne un courant BF dont on est maître de la fréquence, ainsi que nous l'expliquerons dans un chapitre suivant. On s'arrange en général pour que cette fréquence soit telle que l'oreille présente pour elle une bonne sensibilité et que, d'autre part, son audition prolongée ne soit pas fatigante. L'expérience prouve que la note la plus agréable à entendre, et par suite « à lire », est celle qui correspond à 1.000 ou 1.200 périodes par seconde. Pour mettre en évidence et amplifier un courant alternatif de cette fréquence, on peut construire, suivant l'un des schémas examinés précédemment, un amplificateur à résonance accordé sur 1.000 ou 1.200 périodes par seconde, par exemple amplificateur du type de la figure XVI-19-4 dans lequel  $L_1$  serait remplacée par une bobine à fer accordée par un condensateur de

valeur convenable. Un tel circuit oscillant BF réglé sur 1.000 à 1.200 périodes par seconde est quelquefois employé dans les postes récepteurs de radiotélégraphie entretenue dans le circuit d'anode de la lampe détectrice.  $L_1$  est une bobine ayant une self de 1 henry et C un condensateur de 0,1  $\mu$ F.

Aujourd'hui, cependant, l'amateur s'intéresse beaucoup plus aux émissions téléphoniques. Il lui faut donc un amplificateur agissant également sur toutes les fréquences acoustiques qui s'étendent, nous l'avons vu au début de cet ouvrage, de 50 à 8.000. En réalité, les fréquences acoustiques transmises par la modulation d'un émetteur radiotéléphonique dépassent rarement 5.000. *Il en résulte que, en pratique, un bon amplificateur BF devra amplifier de manière aussi identique que possible toutes les fréquences comprises entre 50 et 5.000 périodes par seconde.*

Les méthodes de liaison les plus habituellement employées en amplification BF de tension sont :

L'amplification à résistance, conforme au schéma de la figure XVI-19-1, qui donne une amplification peu importante, mais très régulière.

L'amplification à impédance, conforme au schéma de la figure XVI-19-3, qui donne une amplification plus forte que l'amplification à résistance mais moins régulière : la bande des fréquences également amplifiées est plus étroite.

L'amplification à transformateur, conforme au schéma de la figure XVI-19-11 qui donne de très fortes amplifications — car le transformateur intervient dans une certaine mesure par son rapport de transformation — mais qui a une tendance assez marquée à présenter une fréquence de résonance, c'est-à-dire une fréquence qui est favorisée par rapport aux autres et subit une amplification plus grande (1).

Ces résultats sont résumés et confrontés sur les courbes de la figure XVI-21-1.

REMARQUE RELATIVE A LA FIGURE XVI-21-1. — Dans les courbes d'amplification des amplificateurs, on porte en ordonnées les amplifications effectives et en abscisses les fréquences. On utilise le plus souvent en abscisses une échelle logarithmique sur laquelle des espaces égaux correspondent non pas à des différences égales de fréquence, mais à des intervalles musicaux égaux. En acoustique, ce sont en effet les intervalles musicaux qui comptent, et en particulier l'octave. Ainsi, sur une échelle logarithmique de fréquence, la distance séparant les point 200 du point 400 est égale à celle qui sépare le point 400 du point 800.

Dans le cas qui nous occupe, un autre avantage de l'échelle logarithmique est de mettre plus clairement en évidence le comportement de l'amplificateur pour les fréquences acoustiques basses comprises entre 50 et 1.000. On sait que, pratiquement, la plus grande partie des notes à amplifier, la voix humaine parlée et chantée en particulier, se trouvent dans cette bande. Il y a donc intérêt à adopter cette échelle logarithmique qui exagère l'emplacement réservé aux fréquences usuelles au détriment des fréquences supérieures à 2.500, dites harmoniques, dont le rôle est moins important, sans qu'il faille le négliger complètement.

L'axe des abscisses de la figure XVI-21-1 est divisé suivant une échelle logarithmique, c'est-à-dire que la distance AA' est proportionnelle non à la fréquence  $f$  matérialisée par le point A', mais à  $\log f$ . Rappelons ici qu'une échelle logarithmique n'a pas de zéro ; elle n'est pas plus limitée à gauche qu'une échelle proportionnelle ordinaire ne l'est à droite. Figure XVI-21-1, l'échelle portée en abscisses part de 10 (point A). Si l'on désigne la longueur « 10-100 » de cette échelle par 1, les positions des points 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80 et 90 sont fixées par les égalités :

Longueur « 10-20 »	= 0,301	c'est-à-dire	logarithme	2
— « 10-30 »	= 0,477	—	—	3
— « 10-40 »	= 0,602	—	—	4
— « 10-50 »	= 0,699	—	—	5
— « 10-60 »	= 0,778	—	—	6
— « 10-70 »	= 0,845	—	—	7
— « 10-80 »	= 0,903	—	—	8
— « 10-90 »	= 0,954	—	—	9

(1) La liaison par transformateur n'est plus adoptée actuellement que dans les amplificateurs de grosse puissance (cinéma sonore, sonorisation, etc.). Les récepteurs d'amateurs modernes utilisent la liaison par résistance.

Si donc on adopte pour la distance « fréquence 10 — fréquence 100 » une longueur de 10 centimètres, on aura :

longueur « 10-20 » = 3,01 cm.,  
 — « 10-30 » = 4,77 cm.,  
 etc., etc.

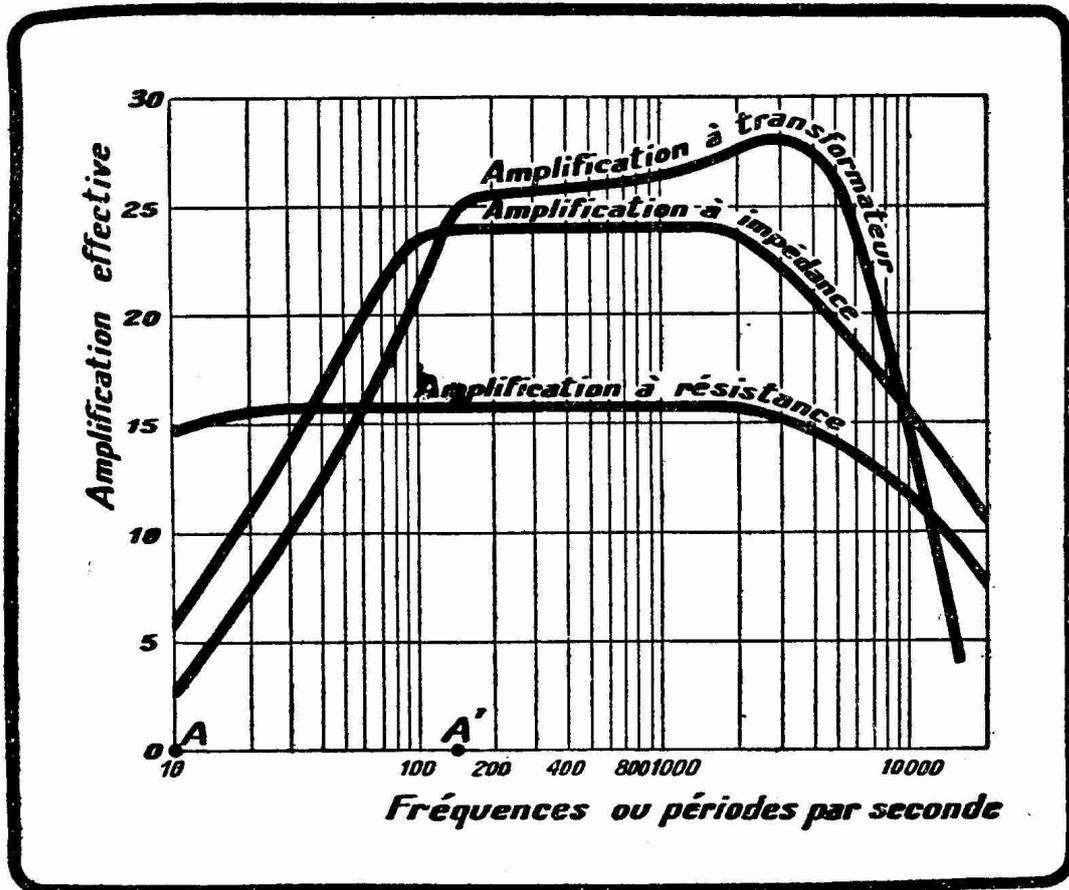


FIG. XVI-21-1. — Courbes d'amplification de trois types d'amplificateurs BF classiques (d'après F. E. Terman).

La même graduation ainsi établie de 10 en 10 entre 10 et 100 se reproduit identiquement de 100 en 100 entre 100 et 1.000, de 1.000 en 1.000 entre 1.000 et 10.000 et 10.666, etc.

Les courbes de la figure XVI-21-1 montrent que l'amplification à résistance, l'amplificateur à impédance et l'amplificateur à transformateur considérés donnent pratiquement une amplification régulière pour les bandes respectives de fréquences suivantes :

10 à 5.000 périodes par seconde,  
 100 à 2.000 périodes par seconde,  
 150 à 1.000 périodes par seconde.

On retiendra la remarquable régularité de l'amplificateur BF à résistances pour la totalité des fréquences acoustiques usuelles.

## 2° AMPLIFICATION BASSE FRÉQUENCE DE TENSION.

### a) Amplification basse fréquence à résistance :

Son schéma est du type de la figure XVI-19-1 (en pratique du type de la figure XVI-19-9). L'amplification effective  $A_1$  de la lampe I, c'est-à-dire de rapport des amplitudes à la sortie a'' b'' et des amplitudes à l'entrée ab, est égale, pour une fréquence  $f$ , à :

$$(1) \quad \frac{k Z_0}{\rho + Z_0} = \frac{S Z_0}{1 + Z_0/\rho}$$

$k$  étant le coefficient d'amplification statique de la lampe,  $\rho$  sa résistance interne et  $Z_0$  l'impédance pour la fréquence  $f$  du circuit constitué par l'ensemble parallèle résistance d'anode  $R_1$ , résistance de grille  $R_2$ .

$A_1$ , qui augmente avec  $k$  et avec le rapport  $Z_0/\rho$ , ne dépasse jamais  $k$  et est en pratique compris entre 0,5  $k$  et 0,75  $k$ .

Dans un amplificateur BF à résistance, deux capacités jouent un rôle important : la capacité du condensateur de liaison  $C_1$  et la capacité effective  $C_0$  qui se trouve montée aux bornes de la résistance de grille  $R_2$  (fig. XVI-19-1 et XVI-19-9).

Plus la capacité de  $C_1$  est élevée, mieux sont transmises les fréquences acoustiques basses (inférieures à 100 périodes par seconde). Plus la capacité effective  $C_0$  est faible, mieux sont transmises les fréquences acoustiques élevées (supérieures à 2.000 périodes par seconde).

La capacité  $C_0$  est assez complexe ; elle est constituée en fait de plusieurs capacités montées en parallèle :

- capacité anode-cathode de la lampe I (fig. XVI-19-1 et XVI-19-9) ;
- capacité grille-cathode de la lampe II ;
- capacité grille-anode de la lampe II multipliée par le facteur  $(1 + A_2)$ ,  $A_2$  étant l'amplification effective de la lampe II ;
- capacité entre connexions.

De toutes ces capacités élémentaires, c'est la troisième qui joue le rôle le plus important dans la constitution de  $C_0$ . Comme  $C_0$  doit être aussi faible que possible, pour que les fréquences élevées soient respectées, on en conclut que la lampe II doit avoir, autant que faire se peut, un coefficient d'amplification petit. C'est ce qui se réalise lorsque la lampe II est une triode de puissance ( $k$  de l'ordre de 10).

On peut monter les étages amplificateurs basse fréquence à résistance en cascade. Pour réduire les capacités  $C_0$ , donc pour assurer l'amplification convenable des fréquences acoustiques élevées, il y a intérêt à utiliser dans ce cas des lampes à faible coefficient d'amplification.

En général, on donne à  $R_1$  une valeur comprise entre deux et trois fois la résistance interne  $\rho$ . La résistance  $R_2$  est prise entre trois et six fois  $R_1$ .

Le condensateur  $C_1$  doit être choisi très exactement à la valeur nécessaire pour assurer le passage convenable des fréquences basses. Si  $C_1$  est de capacité trop forte, sa résistance de fuite se trouve diminuée (1), ce qui se traduit par l'application d'une tension positive sur la grille de la lampe II ; la source B débite alors à travers  $R_2$  et la résistance de fuite de  $C_1$  (fig. XVI-19-9). En général, on n'a pas intérêt à prendre  $C_1$  plus grand que 0,05  $\mu\text{F}$ .

L'amplification basse fréquence à résistances est très simple à établir, exige un matériel peu dispendieux et donne une amplification régulière de toutes les fréquences de la gamme acoustique usuelle.

En règle générale, la pratique amateur n'utilise dans les récepteurs qu'un seul étage amplificateur basse fréquence de tension à la fois. Il est possible dans ces conditions de mettre en œuvre des lampes à fort  $k$  et à  $\rho$  élevé. Le tableau ci-contre donne les caractéristiques et conditions de fonctionnement de quelques triodes préconisées pour l'amplification BF de tension à résistance.

Les lampes 6Q7, 6SQ7 et EBC3 sont des doubles diodes-triodes, c'est-à-dire des lampes comportant dans la même ampoule une double diode ayant sa cathode commune avec une triode. Les caractéristiques données pour ces trois lampes concernent évidemment les éléments triodes.

Voici quelques applications pratiques d'un étage à résistance équipé avec une triode, conformément à la figure XVI-19-1 :

1° La lampe I est une 6Q7 ; la tension  $B_1$  est de 300 volts, la résistance  $R_1$  de 100.000 ohms, la résistance  $R_2$  de 500.000 ohms, la résistance de polari-

(1) Il y a de toutes façons un gros intérêt à adopter dans les amplificateurs BF à résistance des condensateurs  $C$  de résistance de fuite très élevée, c'est-à-dire des condensateurs de très bonne qualité.

sation montée en  $U_1$  de 7.100 ohms, la capacité de  $C_1$  de 7.000 à 10.000 pF. La tension efficace maximum développée aux bornes de  $R_2$  est de 45 volts environ. Elle apparaît pour une attaque entre les bornes  $a$  et  $b$  de 1,07 volt efficace. L'amplification effective de l'étage est alors de 40.

Type	Genre de chauffage	Tension filament	Courant filament	Tension anodique	Résistance d'anode	Résistance de polarisation du circuit cathodique	Amplification
6C5 et 6J7 montées en triode	Indirect	6,3 V	0,3 A	250 V	0,1 M $\Omega$	2.600 $\Omega$	11
6J5	Indirect	6,3 V	0,3 A	300 V	0,25 M $\Omega$	1.200 $\Omega$	140
6Q7	Indirect	6,3 V	0,3 A	300 V	0,1 M $\Omega$	7.100 $\Omega$	40
6SQ7	Indirect	6,3 V	0,3 A	300 V	0,1 M $\Omega$	530 $\Omega$	98
EBC3	Indirect	6,3 V	0,2 A	250 V	0,1 M $\Omega$	2.500 $\Omega$	23
EBC3	Indirect	6,3 V	0,2 A	100 V	0,1 M $\Omega$	8.000 $\Omega$	18
UF41 Rimlock montée en triode	Indirect	12,6 V	0,1 A	100 V	0,1 M $\Omega$	1.800 $\Omega$	12
UF41 Rimlock montée en triode	Indirect	12,6 V	0,1 A	170 V	0,1 M $\Omega$	1.000 $\Omega$	15
6C4 triode miniature U. S. A.	Indirect	6,3 V	0,15 A	90 V	0,1 M $\Omega$	3.000 $\Omega$	11

2° La lampe I est une EBC3 ou, plus exactement, la partie triode de cette EBC3. La tension  $B_1$  est de 250 volts, la résistance  $R_1$  de 100.000 ohms, la résistance  $R_2$  de 700.000 ohms, la résistance de polarisation montée en  $U_1$  de 2.500 ohms, la capacité de  $C_1$  est de 10.000 pF. La tension efficace maximum développée aux bornes de  $R_2$  est de 14 volts pour une attaque entre  $a$  et  $b$  de 0,58 volt efficace. L'amplification effective est alors de 23. La distorsion totale n'atteint pas 1 %.

3° La lampe I est une 6C5, métallique. La tension  $B_1$  est de 250 volts, la résistance  $R_1$  de 100.000 ohms, la résistance  $R_2$  de 500.000 ohms, la résistance de polarisation montée en  $U_1$  de 2.600 ohms, la capacité  $C_2$  de 20.000 pF. La tension efficace développée aux bornes de  $R_2$  est de 40 volts pour une attaque entre  $a$  et  $b$  de 3,5 volts efficaces. L'amplification effective est de 11.

REMARQUES. — I. — Dans les trois exemples ci-dessus la résistance de polarisation, montée dans la cathode en  $U_1$ , doit être shuntée par un condensateur de 25  $\mu$ F au moins.

II. — Si l'on modifie les valeurs de  $R_1$ , on est conduit à modifier  $R_2$  ainsi que la résistance de polarisation montée en  $U_1$ . Il est évident qu'il existe pour chaque lampe considérée ci-dessus une infinie variété de valeurs de  $R_1$ ,  $R_2$  et résistance de polarisa-

tion. Les constructeurs de lampes donnent d'ailleurs pour celles de leurs lampes utilisables en amplificatrices de tension des tableaux de valeurs des trois résistances essentielles de la figure XVI-19-1.

b) *Amplification basse fréquence à impédance :*

Son schéma est du type de la figure XVI-19-3. L'amplification effective pour laquelle on peut écrire une relation du type de la relation (1) de tout à l'heure, approche ici beaucoup plus près le coefficient d'amplification  $k$  que dans le cas de l'amplification à résistance.

Le fait d'augmenter le coefficient de self-induction de la bobine de couplage augmente le rendement de l'amplification sur les fréquences acoustiques basses. Une self de 400 à 500 henrys est, en général, à conseiller. L'enroulement doit présenter une faible capacité propre pour éviter qu'elle ne forme un shunt de faible capacitance sur les fréquences élevées. Cette bobine, d'autre part, ne doit pas être saturée par la composante continue du courant d'anode de la lampe I. Pour ce faire, le circuit magnétique de la bobine de couplage doit comporter un entrefer dont la réluctance (voir page 143) s'oppose à la saturation. Le circuit magnétique doit être constitué de tôles minces de haute perméabilité (acier au silicium ou encore permalloy).

Insistons à nouveau sur le fait que la résistance ohmique de la bobine de couplage étant faible (quelques centaines d'ohms, au plus) la chute de tension dans cette bobine est faible.

Le condensateur  $C_1$  doit présenter les mêmes particularités que le condensateur  $C_1$  de l'amplificateur à résistances.

La résistance de grille  $R_2$  doit être égale à au moins cinq fois la résistance interne  $\rho$ . Dans certaines circonstances, on peut aller jusqu'à  $10 \rho$ . Ces valeurs relatives élevées de  $R_2$  permettent à l'amplification effective  $A$  d'approcher d'aussi près que possible le coefficient d'amplification  $k$  de la lampe.

Nous n'insisterons pas outre mesure sur l'amplificateur à impédance qui, donnant un assez mauvais rendement sur les fréquences basses et sur les fréquences élevées, est, en pratique, abandonné suivant les cas au profit de l'amplificateur à résistance, plus fidèle, ou de l'amplificateur à transformateur, plus sensible.

c) *Amplification basse fréquence à transformateur :*

Son schéma est du type de la figure XVI-19-11 dans laquelle  $T$  est un transformateur à circuit magnétique de haute perméabilité. Ce dispositif permet, par l'intervention du rapport de transformation du transformateur, d'obtenir une amplification effective plus grande que le coefficient d'amplification  $k$  de la lampe.

Le calcul de l'amplification effective  $A$  donne une solution différente suivant que l'on se trouve en présence de basses, moyennes ou hautes fréquences acoustiques. En règle générale, on a :

$$A = k N F$$

$k$  étant le coefficient d'amplification de la lampe,  $N$  le rapport de transformation du transformateur et  $F$  un facteur qui dépend des diverses constantes du circuit (coefficient de self induction du primaire  $L$ , résistance interne de la lampe, capacité effective qui se trouve montée aux bornes du secondaire  $L'$ , coefficient d'induction mutuelle entre  $L$  et  $L'$ ).

Nous avons représenté figure XVI-21-1 la courbe de résonance type d'une liaison par transformateur. Pour uniformiser la courbe vers les hautes fréquences acoustiques, on augmente la résistance ohmique du secondaire et l'on diminue la capacité propre de ce secondaire. Si l'on ne tient pas à une forte amplification, on peut shunter le secondaire par une résistance de l'ordre de 100.000 ou 150.000 ohms (1).

(1) Voir, dans *Vues sur la Radio*, de Marc Seignette, les études relatives au transformateur B.F. (pages 54 à 58 et 171 à 174).

En général, on utilise le couplage par transformateur avec des lampes triodes de  $k$  faible et de  $\rho$  moyen (15.000 ohms au maximum) (1).

Un transformateur basse fréquence de qualité doit présenter :

un nombre élevé de tours au primaire donnant, pour cet enroulement, un coefficient de self-induction d'au moins 50 henrys ;

un circuit magnétique ayant une forte section, constitué par des tôles minces de haute perméabilité, et comportant un entrefer, pour éviter la saturation due à la composante continue du courant primaire ;

un rapport de transformation de l'ordre de 3 au maximum ;

une capacité propre du secondaire aussi réduite que possible (2) (secondaire cloisonné) ;

un coefficient d'induction mutuelle aussi élevé que possible.

On a résumé une partie de ces caractéristiques en disant qu'un bon transformateur basse fréquence devait présenter beaucoup de cuivre et beaucoup de fer...

La polarisation grille des lampes I et II de la figure XVI-19-11 doit être telle que les grilles ne deviennent jamais positives et que ces lampes fonctionnent en amplificatrices de la classe A selon le diagramme de la figure XVI-16-3.

Les polarisations de grille sont insérées en  $U_1$  ou  $U'_1$ , et  $U_2$  ou  $U'_2$  suivant que l'on a affaire à une lampe à chauffage direct ou à une lampe à chauffage indirect.

L'amplification basse fréquence à transformateur est très intéressante, car avec des transformateurs soignés, elle donne des résultats extrêmement satisfaisants en pureté et en rendement. Cette méthode d'amplification n'est surclassée par l'amplification à résistance que lorsque l'on désire respecter les fréquences acoustiques très basses (inférieures à 50 périodes par seconde).

Le tableau donne les caractéristiques de quelques lampes triodes amplificatrices BF de tension, dites aussi « premières BF » parce qu'on les emploie sur les premiers étages BF (avant l'étage de puissance), particulièrement recommandables dans le cas d'une liaison par transformateur.

TYPE	MARQUE ou origine	NATURE DE LA CATHODE CD — chauffage direct CI — chauffage indirect	CH. UFFAGE		Tension d'anode en volts	Polarisation grille en volts	Courant anode en mA	S mA/V	k	$\rho$ Ω
			vollis	ampères						
L 410	Gecovalve	CD oxyde	4	0,1	150	— 4,5	4	1,77	15	8.500
MH 4	Gecovalve	CI oxyde	4	1	200	-2à-3	4,5	3,6	40	11.100
MH 41	Gecovalve	CI oxyde	4	1	200	— 1,5	5	6	80	13.300
AC 2	Philips	CI oxyde	4	0,65	250	— 5,5	6	3	30	10.000
30-1 H	U S A	CD oxyde	2	0,06	250	— 9	3	0,9	9,3	10.300
6C5	U S A métal	CI oxyde	6,3	0,3	250	— 8	8	2	20	10.000
6J5	U S A métal	CI oxyde	6,3	0,3	250	— 8	9	2,6	20	7.700

### 3° AMPLIFICATION BF DE PUISSANCE CLASSE A.

Les amplificateurs BF que nous venons d'examiner jusqu'ici dans ce paragraphe ont pour seul effet d'augmenter l'amplitude de la tension alternative (à

(1) L'emploi de lampes de faible coefficient d'amplification est toujours recommandable, car ces lampes présentent une capacité d'entrée faible, qui n'influe pas néfastement sur les fréquences acoustiques élevées.

(2) Pour maintenir la capacité propre du secondaire à une valeur aussi basse que la construction le permet, il est bon que l'extrémité de ce secondaire que l'on branche à la grille de la lampe II (fig. XVI-19-11) corresponde à la fin de l'enroulement de ce secondaire (extrémité la plus éloignée du circuit magnétique) et non au commencement.

fréquence audible) appliquée sur la grille des lampes I des figures XVI-19-1, XVI-19-2, etc. Cette augmentation d'amplitude, concrétisée par le facteur  $A$  dit amplification effective, constitue l'amplification de tension, ou encore le gain de tension.

Le but de la radiophonie est de donner une audition en haut-parleur ; l'appareil reproducteur de sons nécessaire à une telle audition exige que le courant alternatif à fréquence audible qu'on lance dans ses enroulements présente une certaine *puissance* de l'ordre de 1 à 3 watts pour la plupart des besoins de la pratique amateur, de l'ordre de 10, 15, 20, 50 watts et plus dans les cas d'auditions de très forte intensité (cinéma, plein air, etc.).

Les éléments du problème de l'amplification de puissance sont groupés dans la figure XVI-21-2 qui représente un étage d'amplification dit final (ou encore étage de sortie). Ces éléments sont :

la lampe de puissance I attaquée entre a et b par les oscillations BF à amplifier et à transformer en sons ;

la polarisation U de cette lampe ;

le circuit de sortie d'impédance Z, c'est-à-dire le couplage du haut-parleur au circuit d'anode de la lampe, couplage et haut-parleur représentés schématiquement par le rectangle Z.

Suivant la valeur de la polarisation U, le montage de la figure XVI-21-2 est dit de la classe A ou de la classe B (voir définitions paragraphe 17). Pour le moment nous ne considérons que la classe A.

Nous verrons que la grille d'une lampe de puissance doit, pour que cette lampe donne son rendement maximum, être attaquée par une tension alternative d'amplitude suffisante, ni trop grande, ni trop petite. Cette « amplitude suffisante » est obtenue, en général, par une préalable amplification de tension et le couplage entre la lampe amplificatrice de tension et la lampe de puissance (ou lampe de sortie) est réalisé par résistance, impédance ou transformateur.

Donc les bornes a et b de la figure XVI-21-2 correspondent aux bornes a'' et b'' des figures XVI-19-1, XVI-19-3 ou XVI-19-11 suivant le montage adopté et dans lequel la lampe II est la lampe de sortie. Dans certains cas, l'étage final peut être précédé de deux étages amplificateurs de tension si un seul de ces étages est insuffisant pour donner aux oscillations BF l'amplitude exigée pour pouvoir être efficacement appliquées aux bornes d'entrée a et b de la lampe de sortie.

a) Polarisation grille :

Lorsque la lampe fonctionne en amplificatrice de la classe A, cas qui nous intéresse exclusivement pour le moment, c'est-à-dire dans les conditions représentées figure XVI-16-3, la valeur absolue de la polarisation U doit être très voisine de

$$U = \frac{E}{2k_a}$$

paragraphe 17. Cette polarisation, donc l'admission grille, dépend de l'inclinaison de la caractéristique dynamique qui, de son côté, est conditionnée par la valeur

de l'impédance Z insérée dans l'anode. On sait que :  $k_a = \frac{kZ}{\rho + Z}$  ; on a donc :

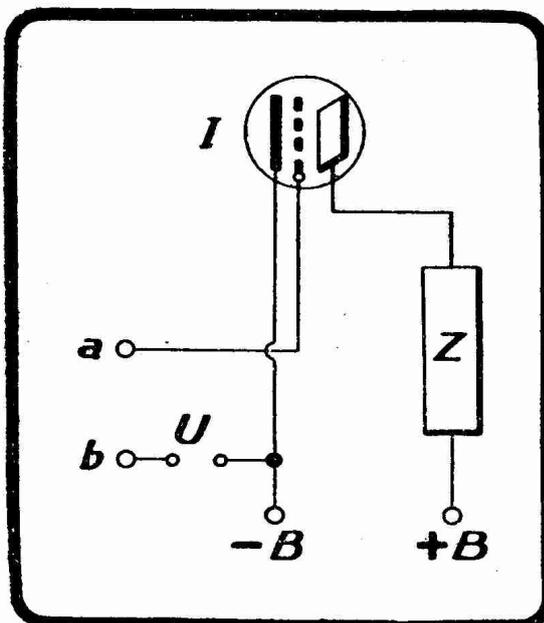


FIG. XVI-21-2. — Montage d'une lampe triode amplificatrice de puissance. Le  $-B$  est relié à l'extrémité négative du filament dans le cas d'une lampe à chauffage direct, à la cathode dans le cas d'une lampe à chauffage indirect.

$$U = \frac{E(\rho + Z)}{2kZ}$$

E est la tension appliquée à l'anode,  $\rho$  la résistance interne (pour E volts anode et  $-U$  volts grille) et k le coefficient d'amplification statique.

Avec les triodes, on prend d'ordinaire  $Z = 2\rho$  (condition de Brown, voir plus loin au même paragraphe), et l'on a donc :

$$U = \frac{3E}{4k}$$

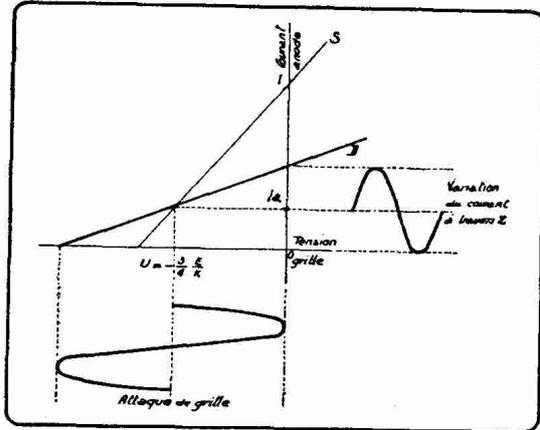


FIG. XVI-21-3. — Dans une triode classe A on utilise une polarisation U telle que le courant anodique  $I_a$  correspondant soit égal au quart du courant I obtenu pour 0 volt grille. Cela implique que l'on ait  $Z = 2\rho$ .

anodique  $I_a$  correspondant soit égal au quart du courant obtenu pour 0 volt grille et  $Z = 0$ .

Sur la figure XVI-21-3, la caractéristique S représente la caractéristique statique, sans charge dans l'anode. D est la caractéristique dynamique correspondant à une charge  $Z = 2\rho$ . Il a été déjà question de ces deux sortes de caractéristiques à la fin du paragraphe 12.

En admettant que le courant grille ne se déclenche que pour des tensions positives de grille, on voit figure XVI-21-3 que l'amplitude maximum du signal admissible sur la grille est U. On dit que l'admission grille est U.

La polarisation de grille se branche soit en U de la figure XVI-21-2, soit dans la cathode (cas des lampes à chauffage indirect). Cette polarisation est constituée soit par une source de tension continue (batterie de piles ou d'accumulateurs,

Cette polarisation U correspond théoriquement (c'est-à-dire en admettant que les caractéristiques tension grille-courant anode soient rectilignes) à un courant anodique  $I_a$  égal au quart du courant I correspondant à 0 volt grille pour une impédance Z nulle, ainsi que le montre la figure XVI-21-3.

C'est pour cette raison que l'on dit en pratique que la polarisation d'une triode amplificatrice de puissance montée en classe A doit être telle que le courant

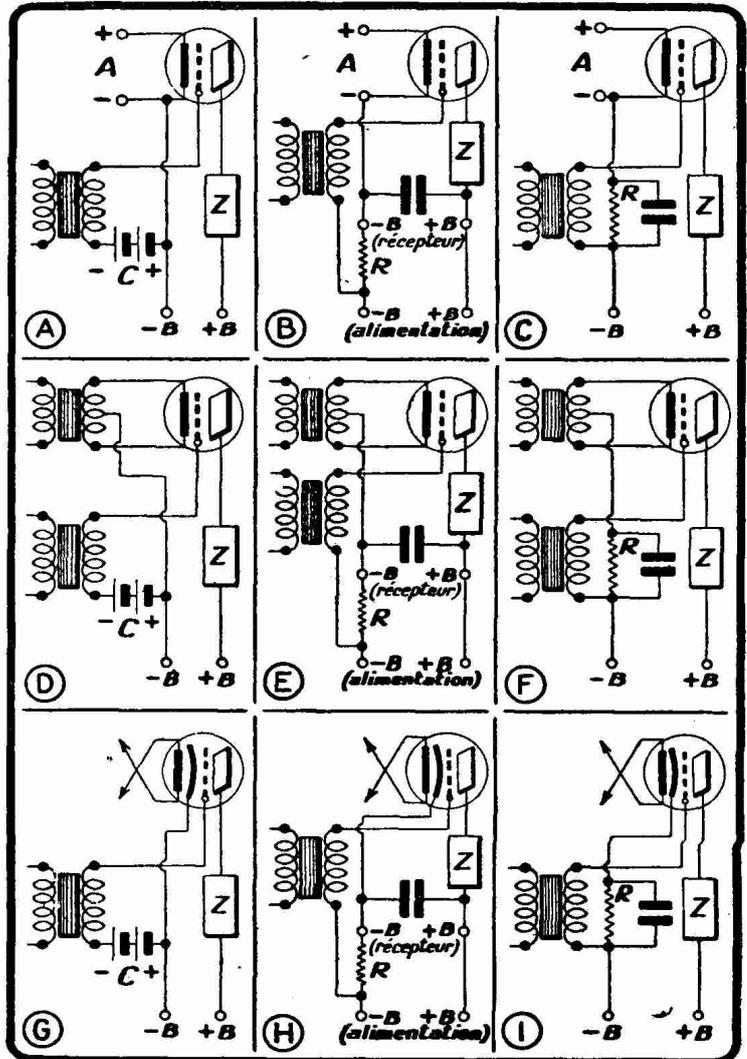


FIG. XVI-21-4. — Différentes méthodes de polarisation d'une triode BF.

bloc de redressement et de filtrage), soit par une résistance  $R$  qui crée une chute de tension que l'on utilise à la polarisation, résistance insérée soit entre le — B du récepteur ou de l'amplificateur et le — B de l'alimentation, soit dans la cathode, donc traversée par le courant d'anode  $I$ . La polarisation est  $RI$ .

Les figures XVI-21-4 A, XVI-21-4 B et XVI-21-4 C représentent quelques dispositions de polarisation usuelles dans le cas d'une lampe à chauffage direct chauffée sur la source continue A.

La figure XVI-21-4 B montre le branchement d'une résistance de polarisation  $R$  dans le — B ; la figure XVI-21-4 C correspond à un dispositif sensiblement identique.

Dans le cas d'une lampe à chauffage direct chauffée en alternatif brut, on se trouve en présence des figures XVI-21-4 D, XVI-21-4 E et XVI-21-4 F. La figure XVI-21-4 F est la plus employée des trois. Nous reviendrons plus tard sur ces dispositifs de chauffage en alternatif brut et nous nous contenterons pour le moment de les signaler.

Les figures XVI-21-4 G, XVI-21-4 H et XVI-21-4 I représentent les dispositions utilisées dans le cas d'une lampe à chauffage indirect. La figure XVI-21-4 I est très fréquemment mise en œuvre.

Les condensateurs qui accompagnent la résistance de polarisation  $R$  dans les figures XVI-21-4 B, XVI-21-4 C, XVI-21-4 E, XVI-21-4 F, XVI-21-4 H et XVI-21-4 I sont d'ordinaire de 2 à 50  $\mu F$  et sont le plus souvent du type électrochimique. Plus la capacité est élevée, meilleure est l'amplification aux basses fréquences.

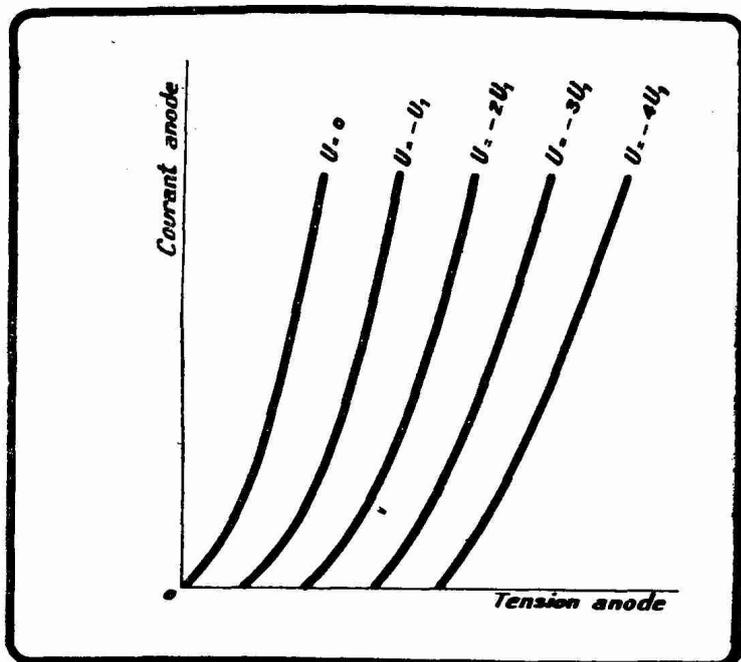


FIG. XVI-21-5. — Courbes caractéristiques tension anode-courant anode pour des augmentations régulières ( $U_1$ ) de la tension négative de grille.

#### b) Influence du circuit d'impédance $Z$ inséré dans l'anode. Droite de charge :

Considérons les courbes caractéristiques tension anode-courant anode d'une triode basse fréquence (fig. XVI-21-5).  $U = 0$ ,  $U = -U_1$ ,  $U = -2U_1$ ,  $U = -3U_1$ , etc., sont les courbes correspondant aux diverses polarisations de grille de 0 volt,  $-U_1$  volts,  $-2U_1$  volts,  $-3U_1$  volts, etc. Nous supposons, comme on le voit, avoir affaire à des augmentations égales de la polarisation de grille.

Supposons que la grille soit polarisée négativement, à l'aide d'une batterie de piles sèches par exemple, à  $-2U_1$  volts, et que l'on lui applique des oscillations sinusoïdales de fréquence  $f$  ( $f$  est une fréquence acoustique dans le cas d'une lampe basse fréquence) et d'amplitude  $u$ . Cette amplitude  $u$  doit être au plus égale à la polarisation normale de grille (ici  $2U_1$ ) si l'on ne veut pas que le courant grille, cause de déformations, fasse son apparition <sup>(1)</sup>. Suppo-

(1) Dans le cas de la classe A, ce courant grille est nuisible, à moins de précautions spéciales, parce qu'il provoque une modification de la résistance grille-cathode, donc une modification des conditions de fonctionnement du dispositif (résistance ou transformateur) qui couple la lampe précédant la lampe considérée.

La pureté de reproduction d'un étage basse fréquence dépend donc très étroitement, pour une lampe donnée fonctionnant dans certaines conditions d'alimentation, de l'amplitude des oscillations appliquées à la grille. Cette amplitude ne doit pas, en particulier, atteindre des valeurs telles que le courant grille soit déclenché.

sons que  $u$  ait sa valeur maximum admissible :  $u = 2U_1$ . La tension grille va osciller de la quantité  $2U_1$  de part et d'autre de la polarisation  $-2U_1$ . La figure XVI-21-6 représente graphiquement les variations de la tension grille en fonction du temps. L'amplitude totale  $e_g = 2u$  des variations appliquées à la grille est ici égale à  $4U_1$  (1). A chaque instant, l'état électrique de la lampe est caractérisé par un certain point F, dit point figuratif.

Ce point se trouve sur celle des courbes caractéristiques tension anode-courant anode de la figure XVI-21-5 qui correspond à la tension prise par la grille à l'instant considéré. Ainsi lorsque la grille est, au cours de ses variations de potentiel, portée à la tension  $-U_1$ , le point figuratif se trouve sur la caractéristique  $U_g = -U_1$  de la figure XVI-21-5. Le point figuratif va donc d'une courbe caractéristique à l'autre et ce, dans le cas imaginé ici, entre la courbe  $U = 0$  et la courbe limite  $U = -4U_1$ .

Admettons en première approximation que le dispositif inséré dans l'anode (haut-parleur ou organe de liaison) soit une pure résistance ohmique, conservant la même valeur  $Z$  quelle que soit la fréquence des courants alternatifs qui la parcourent (2). La trajectoire suivant laquelle le point figuratif F de l'état électrique de la lampe passe d'une courbe caractéristique à l'autre est une droite que l'on appelle *droite de charge* du circuit d'anode considéré.

En effet, lorsque la tension grille est égale à la polarisation, c'est-à-dire lorsqu'aucune tension alternative n'est appliquée à la grille, la tension appliquée à l'anode est :

$$T_2 = V - ZI_2$$

$V$  étant la tension aux bornes de la source anodique et  $I_2$  le courant anodique observé dans les conditions de l'expérience : circuit d'anode de résistance  $Z$ , polarisation de grille égale à  $-2U_1$ , tension  $V$  de la source d'anode.

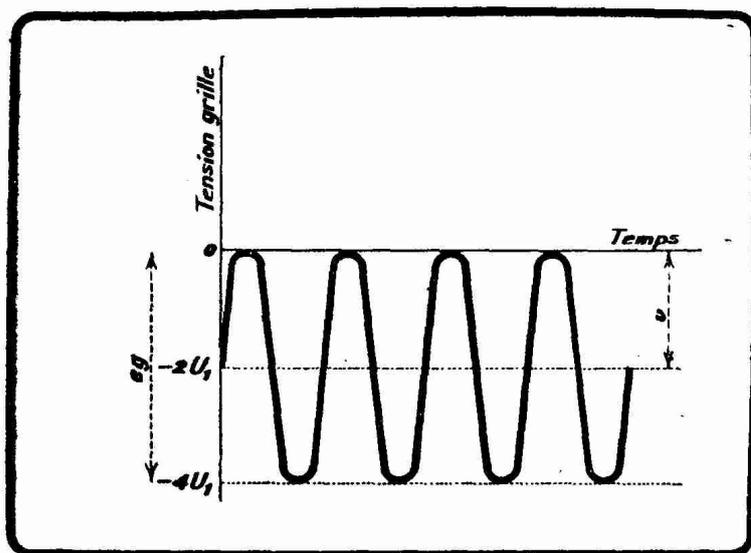


FIG. XVI-21-6. — Représentation graphique de la tension d'attaque de grille d'amplitude  $u = 2U_1$ , de part et d'autre de la polarisation  $-2U_1$ .

Si une oscillation vient attaquer la grille de telle sorte que son potentiel atteigne par exemple sa valeur maximum ( $U = 0$  dans le cas de la figure XVI-21-5), la tension appliquée à l'anode devient :

$$T_0 = V - ZI_0$$

$T_0$  est plus petit que  $T_2$  parce que  $I_0$  est plus que  $I_2$  : le courant d'anode augmente lorsque la tension négative de grille diminue en valeur absolue.

De même si une oscillation porte la grille à sa valeur minimum ( $U = -4U_1$ ), la tension appliquée à l'anode est :

$$(2) \quad T_4 = V - ZI_4$$

En retranchant membre à membre les deux relations (1) et (2), on a :

$$T_4 - T_0 = Z(I_0 - I_4)$$

(1) L'« amplitude totale » s'appelle en Grande-Bretagne et aux Etats-Unis le « grid swing ».

(2) Pratiquement, il n'en est pas ainsi. Nous verrons plus loin les conséquences de la variation de  $Z$  avec la fréquence.

d'où :

$$Z = \frac{T_4 - T_0}{I_0 - I_4}$$

Considérons alors la figure XVI-21-7, dans laquelle  $F_0$ ,  $F_2$  et  $F_4$  sont, dans un système d'axes tension anode-intensité anode, les points figuratifs des états électriques que nous venons de définir. Ces points sont en ligne droite et définissent la droite de charge correspondant au circuit d'impédance  $Z$ . Dans le triangle rectangle  $F_0 O' F_4$ , on a :

$$O'F_4 = T_4 - T_0$$

et  $O'F_0 = I_0 - I_4$

Donc :

$$Z = \frac{O'F_4}{O'F_0}$$

Or, le rapport  $\frac{O'F_0}{O'F_4}$

caractérise, en valeur absolue, la pente de la droite de charge  $D$  passant par  $F_0$ ,  $F_2$ ,  $F_4$ . Cette pente est inversement proportionnelle à l'impédance  $Z$ .

Il en résulte que plus l'impédance du circuit d'anode (haut-parleur, etc.) sera faible, plus la droite de charge qui relie les deux points figuratifs extrêmes pour une fréquence donnée des oscillations d'attaque, sera proche de la verticale.

Revenons à la figure XVI-21-5. Redessinons-la, pour ne pas l'encombrer, sous la forme de la figure XVI-21-8. Soit  $F_0$  et  $F_4$  les points figuratifs extrêmes définissant la droite de charge  $D$ . Cette droite de charge va nous permettre de donner une représentation graphique de la *distorsion*.

Il y a *distorsion* (ou *déformation*) lorsque, à une oscillation de fréquence  $f$ , vient s'ajouter, du fait de la lampe, un harmonique et, en particulier dans le cas de la triode, l'harmonique 2 de fréquence  $2f$ .

On définit mathématiquement la distorsion due à un harmonique, par le rapport de l'amplitude de cet harmonique à celle de l'oscillation fondamentale. Pratiquement cette distorsion ne doit pas dépasser 5 % pour que l'amplification soit de bonne qualité.

L'intensité d'anode varie de  $I_0$  à  $I_4$ . Soit  $I_2$  l'intensité du courant d'anode lorsque la tension de grille est égale à la polarisation (composante alternative du courant grille nulle). La distorsion  $D$  due à l'harmonique 2 est donnée par la relation :

$$D = \frac{\frac{I_0 + I_4}{2} - I_2}{I_0 - I_4}$$

$I_0$  et  $I_4$  sont les intensités maximum et minimum du courant d'anode,  $I_2$  l'intensité moyenne (indiquée par un miliampèremètre à cadre mobile par exemple),

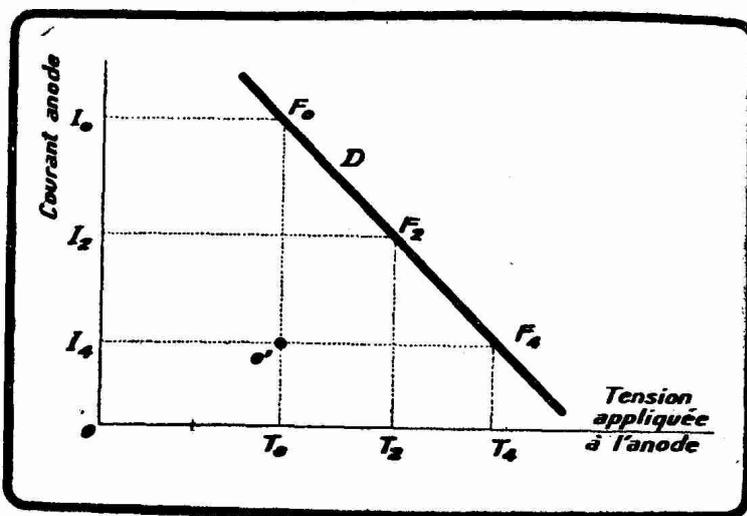


FIG. XVI-21-7. — Droite de charge placée dans le système d'axes tension anode-courant anode.

Les propriétés élémentaires des triangles rectangles montrent que l'on a :

$$D = \frac{l_1 - l_2}{2(l_1 + l_2)}$$

$l_1$  étant la longueur  $F_0 F_2$  sur la droite de charge  $D$  de la figure XVI-21-8,  $l_2$  la longueur  $F_2 F_4$ . De la relation précédente on tire :

$$\frac{l_1}{l_2} = \frac{2D + 1}{1 - 2D}$$

Le rapport des longueurs  $F_0 F_2$  et  $F_2 F_4$  va donc nous permettre d'évaluer la distorsion.

Nous avons dit tout à l'heure que cette distorsion ne devait pas dépasser 0,05 (c'est-à-dire 5 %). En faisant  $D = 0,05$  dans l'expression de  $l_1/l_2$ , on trouve :

$$\frac{l_1}{l_2} = \frac{11}{9}$$

Pour que l'on ait affaire à une amplification pure, les longueurs  $F_0 F_2$  et  $F_2 F_4$  doivent donc être entre elles *au plus* dans le rapport de onze à neuf.

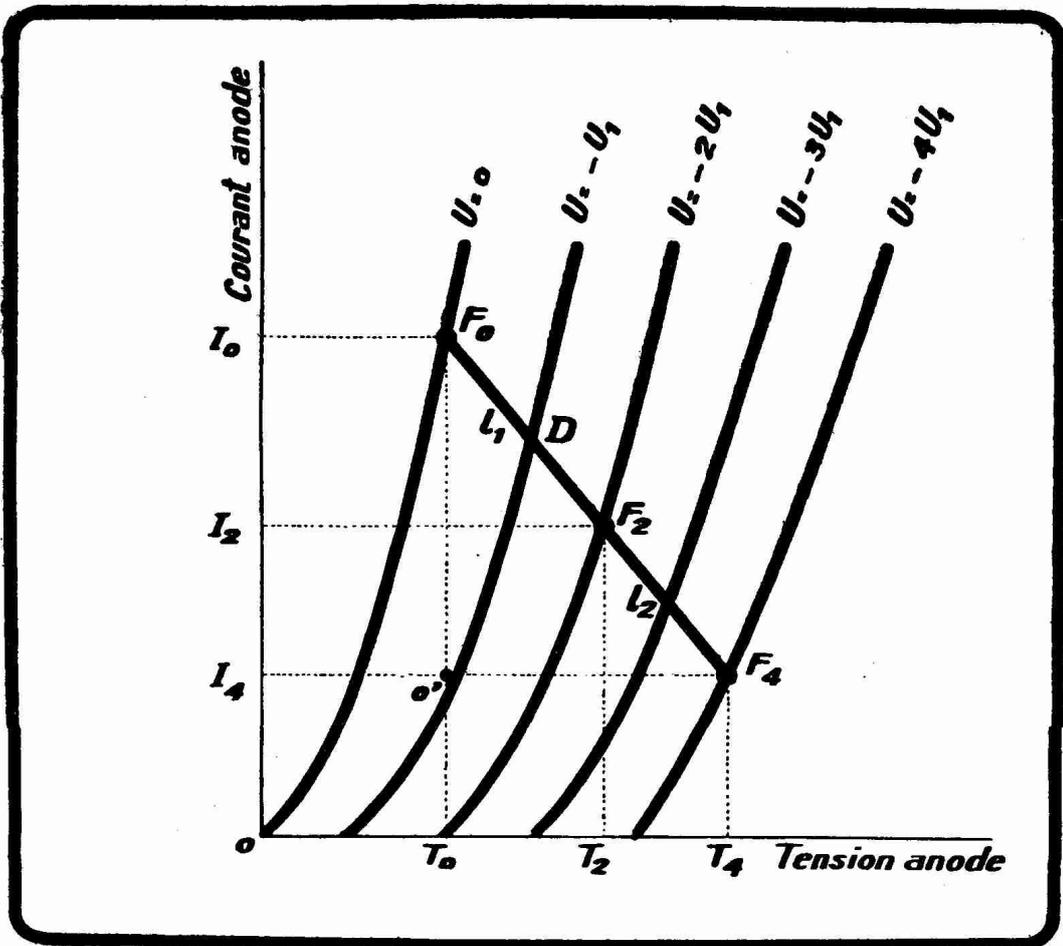


FIG. XVI-21-8. — Le point figuratif se déplace sur la droite de charge en passant d'une courbe caractéristique à l'autre.

On agit sur le rapport  $I_1/I_2$  en faisant varier l'inclinaison de la droite de charge. Cette inclinaison dépendant de la résistance apparente du circuit de sortie (casque, haut-parleur ou organe de liaison), on conçoit que la pureté d'une amplification dépende étroitement de cette résistance apparente.

Dans ce qui précède, nous avons supposé, pour la simplicité de l'exposé, que dans le circuit était insérée une résistance pure sans self. En réalité le dispositif inséré dans l'anode d'une lampe présente le plus souvent, non pas par une résistance fixe, mais une impédance  $Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$  variable avec la fréquence. Il y a donc lieu de considérer une série de droites de charge et non pas une seule ; cette série correspond aux diverses impédances que présente le dispositif du circuit d'anode (haut-parleur, organe de liaison) aux diverses fréquences acoustiques (80 à 5.000 périodes par seconde). Le point figuratif saute alors d'une droite de charge à l'autre et accomplit une trajectoire fort complexe dans une zone délimitée par les deux droites de charge extrêmes ( $f = 80$  et  $f = 5.000$  par exemple). Pratiquement, on se contente d'étudier une seule droite de charge, celle qui correspond à l'impédance du dispositif du circuit d'anode pour la fréquence moyenne de 1.000 périodes à la seconde par exemple. On s'efforce de n'insérer dans l'anode des lampes basse fréquence que des dispositifs dont l'impédance varie aussi peu que possible de telle sorte que les droites de charge ne présentent pas d'inclinaisons trop diverses (1).

### c) Puissance modulée :

Considérons la lampe I de l'étage amplificateur de puissance représenté figure XVI-21-2. Cette lampe présente une certaine dissipation anodique. On appelle ainsi la puissance maximum que l'anode est capable de dissiper en chaleur sans danger (libération de gaz occlus dans les électrodes et l'ampoule de verre se traduisant par une attaque de la matière émissive recouvrant la cathode, ou encore fusion des électrodes). Nous avons déjà rencontré cette notion au paragraphe 11, pages 519 et 520.

Une caractéristique essentielle de toute lampe amplificatrice basse fréquence de sortie, autrement dit de toute lampe basse fréquence travaillant en amplificatrice de puissance, est la *puissance modulée*. On appelle ainsi la puissance de la composante alternative (fréquence acoustique) du courant d'anode ; c'est cette puissance modulée qui agit sur le haut-parleur, lequel transforme en ondes sonores la composante alternative du courant d'anode ; plus la puissance modulée sera grande, plus la puissance sonore sera élevée (2). Pratiquement, la puissance modulée varie entre 0,5 et 3 watts pour les besoins de l'audition d'amateur. Les auditions très puissantes (plein air, cinéma parlant) exigent bien entendu une puissance modulée de 20, 30, 60 watts modulés, voire davantage.

La puissance modulée varie pratiquement entre le sixième et le quart de la puissance anodique, c'est-à-dire de la puissance obtenue en multipliant les indications d'un milliampèremètre d'anode par la tension de la source anodique.

Le rapport  $R = \frac{P_m}{P_p}$  dans lequel  $P_m$  est la puissance modulée et  $P_p$  est la

puissance anodique (la valeur maximum de  $P_p$  est la dissipation anodique), est appelé le *rendement de la lampe*.

Reportons-nous figure XVI-21-3. Appelons  $V_a$  la tension anodique donnant un courant  $I_a$  pour la polarisation —U. La puissance modulée (puissance de la composante alternative du courant d'anode) est :

(1) Ce raisonnement n'est pas très rigoureux. Sur l'utilisation des triodes de puissance et la variation de la charge en fonction de la fréquence, voir *Vues sur la Radio*, de Marc Seignette, pages 112 à 116 et 167 à 171.

(2) La puissance modulée est transformée par le haut-parleur en sons dont la puissance est de quelques milliwatts au maximum. Le rendement d'un haut-parleur est donc lamentable comme on le voit. Mais l'oreille est un « récepteur » tellement sensible...

$$P_m = \frac{iv}{2}$$

$i$  et  $v$  étant les amplitudes du courant anodique et de la tension aux bornes de l'impédance  $Z$  insérée dans l'anode et égale à deux fois la résistance interne  $\rho$  de la triode. On a, d'une part,  $i = I_a$ , ainsi que le montre la figure XVI-21-3,

et, d'autre part,  $v = \frac{1}{2} V_a$ , car, avec les notations adoptées figure XVI-21-3,  $v = I_a Z = 2 I_a \rho$  et  $V_a = I_\rho = 4 I_a \rho$ . On a donc :

$$P_m = \frac{I_a V_a}{4}$$

La puissance anodique  $P_p$  est, d'autre part, et par définition, égale au produit  $I_a V_a$ . Il en résulte que :

$$R = \frac{1}{4} = 25 \%$$

Pratiquement, pour une triode montée en classe A, le rendement varie entre 16 % et 25 %. Il est évidemment intéressant de travailler avec des lampes finales dont le rendement est le plus élevé possible, afin de réduire la distorsion due à l'amplification intermédiaire.

Le rendement que nous venons de définir ici est ce que les Anglo-Saxons appellent *plate efficiency* ; il ne doit pas être confondu avec ce que ces mêmes Anglo-Saxons appellent *power sensitivity* ou sensibilité en puissance, quantité qui est égale au rapport :

$$(1) \quad S_p = \frac{\sqrt{P_m}}{u_{\text{eff}}}$$

$P_m$  étant la puissance modulée et  $u_{\text{eff}}$  la tension efficace d'attaque de la grille. Il est clair qu'une lampe qui donne 2 watts modulés pour un potentiel d'attaque de 10 volts efficaces est inférieure « en sensibilité » à une autre lampe donnant la même puissance modulée pour un potentiel d'attaque de 3 volts efficaces seulement. Les lampes finales de sensibilité élevée exigent moins d'amplification préalable que les lampes finales de sensibilité modeste, d'où moindre risque de distorsion et économie de réalisation.

Cette expression de la sensibilité a été proposée aux Etats-Unis par Stuart Ballantine. En Grande-Bretagne, on utilise de préférence le carré de la *power sensitivity* de Ballantine .

$$(2) \quad S_p^2 = \frac{P_m}{u_{\text{eff}}^2}$$

dans le but vraisemblable de simplifier les calculs, une élévation au carré étant moins pénible qu'une extraction de racine !

En général, dans les relations (1) et (2), on exprime  $P_m$  en milliwatts et  $u_{\text{eff}}$  en volts. Ce n'est guère homogène, mais d'habitude a été prise... Les premières lampes finales utilisées par les amateurs (DE5A) présentaient d'après la relation (2) une sensibilité de l'ordre de l'unité. Les lampes triodes finales modernes présentent, d'après cette même relation, une sensibilité de 20, 30 et même 50 (cas de la 41MP Cossor). Pour obtenir des sensibilités plus grandes, on est conduit à utiliser des lampes autres que les triodes, en particulier les pentodes.

Précisons la notion de puissance modulée en donnant une expression mathématique simple de cette quantité.

Nous venons de voir que l'on appelle puissance modulée, la puissance apparente de la composante alternative du courant d'anode d'une lampe amplifica-

trice basse fréquence finale. Si nous supposons avoir affaire à un potentiel d'attaque sinusoïdal de fréquence  $f$  dont l'amplitude est de  $u$  volts (voir fig. XVI-16-3), la puissance modulée est :

$$P_m = EI = ZI^2$$

$E$  étant la tension efficace créée aux bornes du haut-parleur ou de l'organe de liaison par l'attaque de la grille par le potentiel d'amplitude  $u$ ,  $I$  l'intensité efficace dans le circuit d'anode et  $Z$  l'impédance du haut-parleur ou de l'organe de liaison inséré dans l'anode.

Mais  $I$  est lié à la tension efficace d'attaque de grille  $\frac{u}{\sqrt{2}}$  par la relation :

$$I = \frac{k u}{\sqrt{2} (\rho + Z)}$$

$\rho$  étant la résistance interne de la lampe. On a alors :

$$P_m = \frac{k^2 u^2 Z}{2 (\rho + Z)^2}$$

On voit que la puissance modulée  $P_m$  est proportionnelle au carré du coefficient d'amplification statique  $k$  et augmente lorsque  $\rho$  diminue. La pente  $S$

étant égale à  $\frac{k}{\rho}$ , plus cette pente sera élevée, plus la puissance modulée sera

forte. On est donc conduit, dans les lampes basse fréquence utilisées en amplificatrices de puissance, à réaliser une pente élevée. D'autre part, la puissance modulée, puissance utile, n'étant qu'une petite partie de la puissance dissipée, il y a un intérêt évident à disposer de lampes présentant une forte dissipation anodique. Forte pente, dissipation anodique importante, ces deux exigences obligent à des dispositions mécaniques contradictoires des électrodes... Pratiquement, on s'en tire par un compromis et on réalise des triodes finales présentant un faible  $k$ , un faible  $\rho$  et de fortes intensités anodiques. On évite, dans les lampes à forte dissipation, le dégagement des gaz occlus par l'emploi d'électrodes (anode et grille) en molybdène.

La puissance modulée  $P_m$  est d'un autre côté proportionnelle à  $u^2$ , c'est-à-dire au carré de l'amplitude d'attaque. Cela explique qu'une lampe de puissance soit inefficace le plus souvent lorsqu'on la monte à la sortie même d'une lampe détectrice peu sensible ou d'un lecteur électromagnétique de disques (pick-up) et qu'il faille la faire précéder d'une lampe amplificatrice de tension portant les amplitudes d'attaque à la valeur convenable. La technique européenne moderne, par ses lampes finales à grande sensibilité (surtout des pentodes comme l'EL3N) s'efforce d'ailleurs de réduire l'amplification préalable à sa plus simple expression. Pour une lampe donnée, cette amplitude d'attaque  $u$  peut être d'autant plus forte (1) sans distorsion que la tension anodique est plus élevée, d'où l'avantage d'utiliser toujours sur l'anode d'une lampe finale la tension maximum indiquée par le constructeur.

Cherchons une expression de la puissance modulée  $P_m$  en fonction des valeurs maximum et minimum  $I_0$  et  $I_1$ ,  $T_1$  et  $T_0$  de l'intensité et de la tension aux bornes du dispositif du circuit d'anode. On a :

$$P_m = ZI^2$$

$Z$ , nous l'avons vu à propos de la figure XVI-21-7, est égal à  $\frac{T_1 - T_0}{I_0 - I_1}$ .

(1) Dans le cas où la lampe travaille en classe A, c'est-à-dire dans les conditions représentées figure XVI-16-3, la valeur limite à donner à  $u$  est, bien entendu, l'admission grille telle que nous l'avons définie au paragraphe 17, dans l'exposé des trois classes d'amplification.

I est la valeur efficace du courant circulant dans l'anode. Ce courant varie entre  $I_0$  et  $I_4$ , son amplitude est donc  $\frac{I_0 - I_4}{2}$  et sa valeur efficace est  $\frac{I_0 - I_4}{2\sqrt{2}}$ .

On a donc :  $I^2 = \frac{(I_0 - I_4)^2}{8}$ . En portant ces valeurs dans l'expression :

$P_m = Z I^2$ , on trouve :

$$P_m = \frac{(T_4 - T_0) (I_0 - I_4)}{8}$$

Cette relation permet d'estimer graphiquement à l'aide des courbes d'une lampe de puissance donnée, la puissance modulée produite dans un circuit d'utilisation (haut-parleur, organe de liaison) de résistance apparente connue, par une amplitude d'attaque donnée (amplitude qui détermine la différence  $I_0 - I_4$ ). La surface du triangle  $F_0O'F_4$  de la figure XVI-21-7 est en effet :

$$A = \frac{O'F_4 \times O'F_0}{2} = \frac{(T_4 - T_0) (I_0 - I_4)}{2}$$

A est proportionnel à  $P_m$ .

On a ainsi un moyen de comparer les puissances modulées fournies par diverses lampes branchées sur des circuits d'utilisation de résistance apparente connue, en traçant les courbes caractéristiques tension anode-courant anode à la même échelle et en comparant les surfaces des triangles tels que  $O'F_0F_4$  de la figure XVI-21-8.

De ce qui précède, il résulte que la puissance modulée dépend de l'inclinaison de la droite de charge. La position idéale de cette droite correspond en définitive à la surface maximum du triangle  $F_0O'F_4$  et à l'égalité, à au plus

22 % près  $\left(\frac{11}{9}\right)$ , des parties  $F_0F_2$  et  $F_2F_4$  de ladite droite de charge.

Des considérations théoriques, développées pour la première fois par Brown dans les Comptes-Rendus de la Société de Physique de Londres en 1924, montrent que la valeur de Z qui donne à la puissance modulée la plus grande valeur possible *sans distorsion* est  $Z = 2 \rho$ .

Nous laisserons de côté la démonstration de cette condition qui est toute théorique, parce qu'elle est fondée sur l'hypothèse des courbes caractéristiques rectilignes, hypothèse qui n'est pas exactement vérifiée en pratique. En fait la condition de Brown souffre d'assez fortes entorses, comme le montre le tableau

LAMPE	T <sub>2</sub> volts	Z ohms	P <sub>m</sub> watts	ρ ohms	RELATION ENTRE Z ET ρ
P425	150	5.000	0,26	2.300	Z = 2,17 ρ
P625A	180	2.600	0,90	1.600	Z = 1,6 ρ
P625	250	4.800	0,96	2.400	Z = 2 ρ
LS5A	400	9.150	2,53	2.750	Z = 3,31 ρ
LS6A	400	4.600	5,14	1.900	Z = 3,52 ρ

ci-dessus et celui de la page 575, qui donne les puissances modulées maxima que l'on peut obtenir avec quelques triodes classiques.

En général, les constructeurs de lampes de puissance indiquent la valeur optimum de l'impédance du circuit qui doit être inséré dans l'anode.

REMARQUE. — Pratiquement, on voit que l'on ajuste  $Z$  d'après la valeur de  $\rho$ , et l'on a :  $Z = a\rho$ . Le facteur  $a$  dépend des conditions que l'on désire réaliser (puissance modulée maximum pour  $u$  donné :  $a = 1$  ; puissance modulée maximum sans distorsion :  $a = 2$ ). En faisant  $Z = a$  dans l'expression de  $P_m$  donnée précédemment, on trouve :

$$P_m = \frac{k^2 u^2 a \rho}{2 (\rho + a\rho)^2} = \frac{k^2 u^2 a}{2 \rho (1 + a)^2}$$

On voit apparaître, dans cette relation, le facteur  $\frac{k^2}{\rho}$ , autrement dit le produit  $Sk$ .

$S$  étant la pente statique  $\frac{k}{\rho}$  de la lampe. Ce facteur  $Sk$  concrétise ainsi la qualité, le

mérite d'une lampe de sortie. Les techniciens allemands appellent  $Sk$  la *Güte* de la lampe. Nous avons déjà signalé cette terminologie au paragraphe 12, page 523, mais nous ne l'avions pas encore justifiée.

d) *Couplage du circuit d'utilisation à l'anode de la lampe de sortie :*

Le circuit à insérer dans l'anode est, dans le cas qui nous intéresse le plus fréquemment, un haut-parleur dont l'enroulement n'a pas, en général, l'impédance exigée pour produire la puissance modulée maximum sans distorsion dont est capable la lampe. Il faut donc « ajuster » ce haut-parleur au circuit d'anode, ce qui s'effectue en le couplant audit circuit à l'aide d'un transformateur dit *transformateur de sortie*, ou encore transformateur de couplage du haut-parleur.

Considérons la figure XVI-21-9 qui représente un circuit d'anode de lampe finale dans lequel on a inséré le primaire d'un transformateur de sortie  $T$  dont le secondaire contient le haut-parleur d'impédance  $Z'$ . Si  $Z$  est l'impédance qui doit être insérée dans le circuit d'anode pour que la lampe donne, par exemple, la puissance modulée maximum sans distorsion, le rapport de transformation  $N$  du transformateur, tel que ce rapport est défini en électrotechnique générale, est donné par la relation :

$$N = \sqrt{\frac{Z'}{Z}}$$

Lorsque  $Z'$  est plus petit que  $Z$ , ce qui est le cas de tous les haut-parleurs électrodynamiques,  $N$  est plus petit que 1 : on a affaire à un transformateur abaisseur. Lorsque  $Z'$  est plus grand que  $Z$ , ce qui se présente pour certains haut-parleurs à induction,  $N$  est plus grand que 1 : on a affaire à un transformateur élévateur. Si  $Z' = Z$ , on peut se passer de transformateur de sortie, le haut-parleur présentant justement l'impédance désirée. Cependant la présence d'un transformateur de sortie est toujours désirable pour des raisons que nous exposerons dans le paragraphe des haut-parleurs. Pour  $Z = Z'$ , on a  $N = 1$  : le transformateur de sortie sera de rapport 1, c'est-à-dire à primaire et secondaire identiques.

Considérons à titre d'exemple une bobine mobile de haut-parleur électrodynamique présentant une impédance  $Z' = 10$  ohms et supposons que l'on désire réaliser une impédance d'anode  $Z = 3.250$  ohms. On aura :

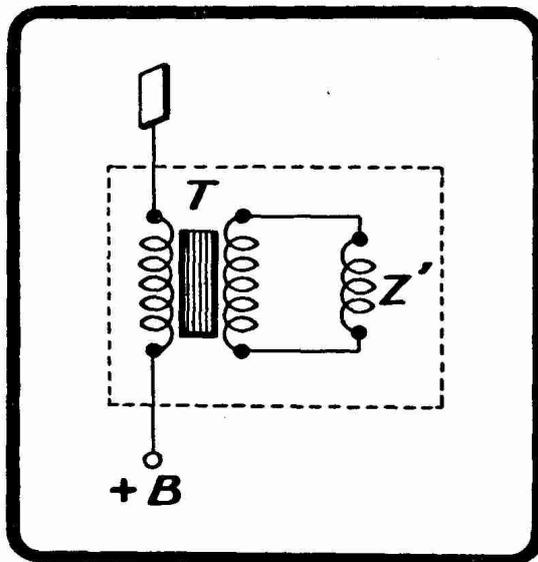


FIG. XVI-21-9. — Couplage par transformateur d'une bobine mobile de haut-parleur électrodynamique (ou de tout autre dispositif)  $Z'$  au circuit d'anode d'une lampe triode finale. La partie enclose dans le rectangle pointillé représente l'impédance  $Z$ .

$$N = \sqrt{\frac{10}{3.250}} = \frac{1}{18}$$

Un transformateur de sortie doit présenter un circuit magnétique non saturable par la composante continue, relativement importante (35 à 80 mA en pratique), du courant d'anode ; il doit donc être pourvu d'un entrefer suffisant. Le nombre des tours du primaire est conditionné par le fait que le coefficient de self-induction  $L$  de ce primaire doit être de valeur telle que l'inductance  $\omega L$  de cette self soit, pour les fréquences les plus basses que l'on désire transmettre au haut-parleur, au moins égale à  $N^2 Z'$ . C'est pourquoi les bons transformateurs de sortie comportent, en général, plus de fer et plus de cuivre que les transformateurs utilisés en amplification basse fréquence de tension.

Au lieu d'employer la disposition du transformateur de sortie de la figure XVI-21-9, on peut coupler l'impédance d'utilisation  $Z$  par un ensemble self  $L$

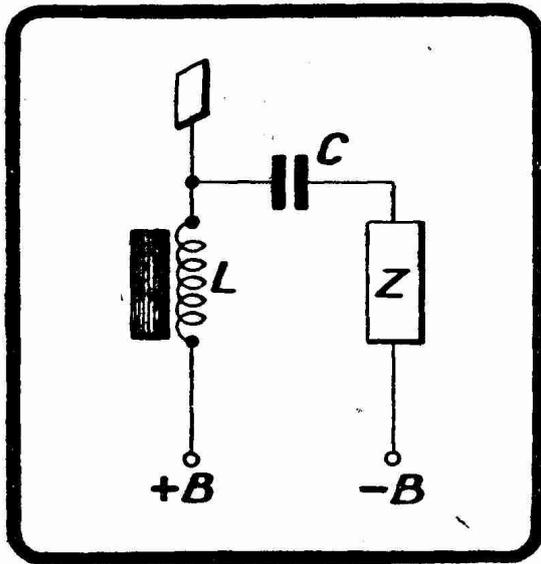


FIG. XVI-21-10. — Couplage en parallèle du circuit d'utilisation  $Z$  au circuit d'anode d'une lampe triode finale.

— capacité  $C$ .  $Z$ ,  $L$  et  $C$  sont disposés comme le montre la figure XVI-21-10 : le circuit série  $CZ$  est en parallèle sur l'ensemble bobine  $L$ -source  $B$ . Le montage de la figure XVI-21-10 est dit quelquefois montage parallèle, par opposition à celui de la figure XVI-21-2, dit montage série. Le dispositif « parallèle » écarte la composante continue du courant d'anode de l'impédance d'utilisation  $Z$ . La composante continue du courant d'anode passe par  $L$ , qui doit posséder un coefficient de self-induction élevé, pour présenter une forte inductance ( $\omega L$ ) à l'égard des composantes alternatives (fréquences téléphoniques) et les rejeter vers  $C$  et  $Z$ . Le condensateur  $C$  doit, bien entendu, être à diélectrique papier et avoir une capacité suffisante pour que sa capacité

$\left(\frac{1}{\omega C}\right)$  soit faible et ne s'oppose pas au

passage vers  $Z$  des composantes alternatives. En général, on choisit  $L$  d'au moins 15 henrys et  $C$  de 3 microfarads. La tension de service de  $C$  doit être égale à au moins trois fois la tension de la source  $B$ , le claquage du condensateur  $C$  devant être soigneusement évité.

\*\*\*

Les triodes amplificatrices BF de puissance modernes se caractérisent par leur pente élevée (caractère surtout marqué dans les lampes européennes) et par leur dissipation anodique variant, suivant les types, de 5 à 30 watts. Ce sont, en général, des lampes à chauffage direct ; mais, pour les dissipations anodiques de 5 à 10 watts, on commence à observer l'apparition de lampes de puissance à chauffage indirect.

Les valeurs des polarisations négatives donnent, nous le savons, les valeurs des amplitudes d'attaque maxima admissibles sur les grilles, étant supposé que nous désirons réaliser les conditions de fonctionnement de la figure XVI-16-3 (amplificateurs de la classe A).

#### e) Quelques triodes amplificatrices BF de puissance :

Le tableau de la page suivante donne les caractéristiques essentielles de quelques triodes de puissance usuelles, dont certaines sont assez anciennes, mais continuent à être régulièrement employées.

TYPE	MARQUE ou origine	CHAUFFAGE		Tension anode en volts	Courant anode en mA	Polarisation grille en volts	S mA/V	k	φ ohms	Puissance modulée P <sub>a</sub> W	Dissipation anodique P <sub>m</sub> W	Résistance optimum du circuit d'anode Z
		volts	ampères									
41 MP	Cossor	4	1	200	24	— 7,5	7,5	18,7	2500	4,8	1	3000
ML 4	Gecovalve	4	1	200	19	— 10	4,2	12	2860	5	1,5	5500
41 MXP	Cossor	4	1	200	40	— 12,5	7,5	11,2	1500	8	2	2000
PX 4	Gecovalve	4	1	250	48	— 34	6	5	830	12	2,8	3250
10	USA	7,5	1,25	425	18	— 39	1,6	8	5000	7,6	1,6	10.200
E 406	Philips	4	1	250	48	— 24	6	6	1000	12	2	6000
D 410	Philips	4	0,45	250	30	— 16	4	10	2500	7,5	1	5000
F 410	Philips	4	2	550	45	— 36	8	10	1250	25	6,2	6000
PX 25	Gecovalve	4	2	400	62,5	— 31	7,5	9,5	1265	25	5,5	3200
PX25A	Gecovalve	4	2	400	62,5	— 100	6,9	4	580	25	5,5	4500
P 20	Fotos	7,5	1,5	400	75	— 62	2,8	3,8	1350	30	6,5	3000
AD1	Philips	4	1,1	250	60	— 45	6	4	2400	15	4,2	2300
171 A	USA	5	0,25	180	20	— 40,5	1,62	3	1850	3,6	0,7	5350
45	USA	2,5	1,5	250	34	— 48,5	2	3,5	1760	12	1,6	3900
2 A 3	USA	2,5	2,5	250	60	— 45	5,25	4,2	800	15	3,5	2500
6 A 5	USA	6,3	1	250	60	— 45	5,25	4,2	800	15	3,5	2500
50	USA	7,5	1,25	450	55	— 80	2,1	3,8	1800	25	4,6	4350
6F6 (1)	USA	6,3	0,7	250	31	— 20	2,7	7	2600	7,75	0,85	4000

4° AMPLIFICATION BASSE FRÉQUENCE DE PUISSANCE CLASSE B.

L'amplification BF de puissance que nous avons considérée jusqu'ici est conforme aux conditions représentées figure XVI-16-3 : la totalité des variations de tension qu'éprouve la grille de part et d'autre de sa polarisation contribue à former les variations du courant d'anode. Lorsque la lampe est convenablement montée et utilisée, les variations du courant d'anode sont la reproduction fidèle des variations de la tension de grille. C'est ce que nous avons appelé l'amplification classe A.

Il peut se faire, et en fait il arrive fréquemment dans la pratique de l'amplification de puissance, que les tensions d'attaque (l'amplitude  $u$  du texte qui précède) que l'on est amené à mettre en œuvre soient trop importantes pour que l'on puisse faire appel à une amplification de la classe A. Au lieu, dans ce cas, d'utiliser la totalité des oscillations de grille à la création des variations du courant d'anode, on ne fait agir que les alternances les moins négatives de ces oscillations et, pour ce faire, on applique à la grille la polarisation qui produit le blocage du courant anodique, autrement dit la polarisation qui correspond à 0 mA anode.

Ces circonstances, qui sont représentées par la figure XVI-17-1, caractérisent l'amplification de la classe B, dite aussi *amplification linéaire*, parce que la tension aux bornes du circuit d'anode étant proportionnelle à la tension d'attaque de grille, il existe une relation linéaire entre ces deux tensions.

La figure XVI-21-2 peut être considérée comme représentant un étage BF de la classe B : il suffit de convenir que l'on a donné à  $U$  la valeur qui bloque le courant d'anode, valeur qui, nous l'avons vu, s'obtient en divisant la tension de la source d'anode par le coefficient d'amplification statique  $k$  de la lampe. Toutefois, la lampe seule de la figure XVI-21-2 montée en classe B produirait une amplification déformée : il y aurait, nous le comprendrons lorsque nous étudierons la détection par lampe triode, véritable détection par l'anode ; des

(1) La 6F6 est une pentode ; mais, en reliant la grille 2 (écran) de cette lampe à l'anode, on en fait une triode. C'est cette dernière méthode d'emploi que nous envisageons.

harmoniques apparaîtraient ; une des qualités essentielles de l'amplification, la fidélité, serait totalement absente (1).

*Ce grave inconvénient de l'amplification classe B est éliminé par le procédé du push-pull que nous allons rencontrer tout à l'heure.*

REMARQUE. — Avec les notations définies figure XVI-21-7, on a pour une triode montée en classe B et dans le cas d'une attaque de grille sinusoidale :

$$P_m = \frac{(T_2 - T_0) (I_0 - I_2)}{4}$$

et

$$P_p = \frac{I_0 T_2}{\pi}$$

D'où :

$$R = \frac{\pi (T_2 - T_0) (I_0 - I_2)}{4 I_0 T_2}$$

Dans les conditions limites de la classe B, on a  $T_2 - T_0 = T_2$  et  $I_0 - I_2 = I_0$ . La valeur maximum du rendement est donc :

$$R = \frac{\pi}{4} = 78,5 \%$$

Pratiquement, le rendement d'une triode montée en classe B varie entre 50 et 70 % ; il est donc supérieur à celui de cette même triode montée en classe A.

La puissance modulée maximum est obtenue avec une triode montée en classe B lorsque l'impédance du circuit d'utilisation est égale à la résistance en continu  $R_p$  de l'espace cathode anode (2) mesurée à 0 volt grille.

On remarquera (voir figure XVI-17-1) que le courant d'anode n'apparaît que lorsqu'une oscillation d'attaque est appliquée à la grille. Le courant moyen débité par la source d'anode d'une lampe classe A ne varie pas ou ne varie que très peu. Le courant moyen débité par la source d'anode d'une lampe montée en classe B varie considérablement et l'on est contraint d'utiliser pour l'alimentation anodique d'une telle lampe un « bloc » présentant une régulation (3) particulièrement bonne, équipé par exemple avec des valves à vapeur de mercure.

Dans une lampe amplificatrice BF classe B, la grille peut et même doit, si l'on désire retirer tout le bénéfice possible du dispositif, devenir positive. Or, lorsque la grille devient positive, le courant grille apparaît : le secondaire du transformateur qui attaque la grille de la lampe débite. Le transformateur qui attaque une lampe classe B doit, en conséquence, être conçu de telle manière que le débit de son secondaire provoque une faible chute de tension aux bornes de cet enroulement ; la tension secondaire doit reproduire fidèlement la forme de la tension primaire.

Ce transformateur sera donc un transformateur de puissance. Dans le cas de la classe A le transformateur d'attaque de la grille ne débite pas : la grille reste toujours négative ; un transformateur de tension, à secondaire de forte résistance, suffit.

Les transformateurs d'entrée spéciaux pour classe B sont à impédance secondaire très petite (2.000 ohms au plus), donc de résistance en continu faible (250 ohms au maximum). Il en résulte que le transformateur d'entrée d'une lampe classe B est, en règle générale, un transformateur abaisseur. Ce n'est

(1) Dans le cas de la haute fréquence, modulée ou non, la classe B par une seule lampe donne de bons résultats, grâce à la possibilité de coupler (disposition de la figure XVI-19-12) au circuit d'anode un circuit accordé qui forme un véritable volant d'énergie et contribue à reformer les oscillations complètes.

(2) Il ne s'agit pas de la résistance interne  $\rho$ , mais bien de la résistance R obtenue en divisant la tension continue d'anode par la composante continue du courant d'anode. Voir paragraphe 12.

(3) Voir paragraphes 5, pages 498 à 500.

pas là la seule conséquence de la particularité de la lampe classe B de fonctionner avec une grille par moments positive, donc de présenter un courant grille. Nous avons dit que le transformateur d'entrée était un transformateur de puissance : il faut donc lui fournir de la puissance. Le primaire de ce transformateur doit être, en conséquence, monté dans le circuit d'anode d'une lampe amplificatrice de puissance et non d'une lampe amplificatrice de tension. En d'autres termes, l'étage qui précède une lampe classe B doit être un étage de puissance classe A. Cet étage est appelé *driver* (conducteur) par les techniciens anglo-saxons.

#### 5° AMPLIFICATION BASSE FRÉQUENCE PUSH-PULL CLASSE A ET CLASSE B

Il y a intérêt dans certaines circonstances que nous préciserons dans un instant, à mettre en œuvre, dans un étage amplificateur basse fréquence, deux lampes identiques montées en *push-pull* (1). Le montage push-pull, de plus en plus fréquemment employé dans la pratique de l'amplification de puissance, est représenté par la figure XVI-21-11 qui met clairement en évidence son essentiel caractère de symétrie.

Le transformateur  $T_1$ , dit transformateur d'entrée, présente une prise médiane  $m$  dans son secondaire, dont les extrémités  $a$  et  $b$  sont reliées aux grilles, la prise médiane elle-même étant au — de la source de chauffage par l'intermédiaire d'une batterie de polarisation  $C$ .

Le transformateur  $T_2$ , dit transformateur de sortie, présente un primaire à prise médiane  $m_1$ . Chaque extrémité du primaire de  $T_2$  est reliée à une anode, la prise médiane  $m_1$  au + de la source de tension anodique dont le — est branché au — de la source de chauffage.

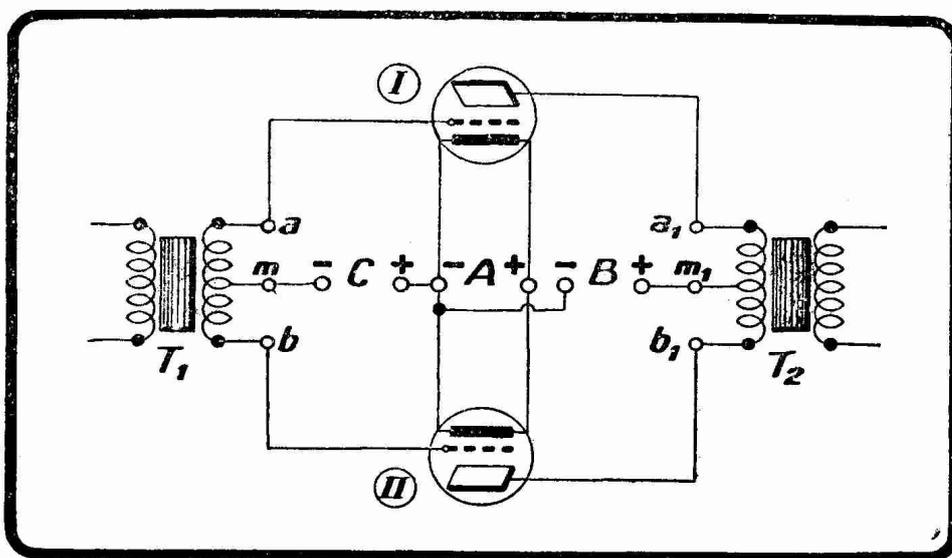


FIG. XVI-21-11. — Amplificateur push-pull basse fréquence. Suivant la valeur de la polarisation de grille (source  $C$ ) on est en présence d'un push-pull classe A ou d'un push-pull classe B.

Les deux lampes I et II sont des lampes de puissance du même type (2) (par exemple deux AD1).

(1) On dit aussi *montage en opposition*, et l'on a essayé de lancer l'expression *montage va et vient*. Il nous est arrivé de lire vers 1925, dans un magazine canadien-français, l'expression *montage pousse tire* qui est la traduction littérale de la dénomination anglo-saxonne. Le principe du dispositif a été énoncé pour la première fois en janvier 1910 par H. Gerdien. Il fut appliqué aux lampes à trois et quatre électrodes par L. Langmuir et E. F. W. Alexanderson (octobre 1913).

(2) Ces deux lampes doivent être non seulement du même type, mais admettre la même polarisation grille. La polarisation grille d'une lampe basse fréquence de puissance varie dans le même type de 30 % en plus ou en moins (du fait de la variation de  $k$ ). On est donc amené à choisir, à sélectionner les lampes destinées à équiper un étage push-pull.

Le chauffage des filaments se fait, soit par batterie (ou alternatif redressé et filtré) comme dans le cas de la figure XVI-21-11, soit par alternatif brut, et l'on se trouve alors en présence de la disposition de la figure XVI-21-12. Dans ce dernier cas, le + de la source C et le - de la source B se branchent sur la prise médiane du secondaire du transformateur de chauffage T. Les sources B et C doivent être, bien entendu, en toute circonstance rigoureusement continues (batteries ou alternatif redressé et filtré).

Comment fonctionne un étage push-pull ?

Les oscillations BF à amplifier sont transmises par le transformateur  $T_1$  et viennent attaquer les grilles des lampes I et II. Si l'on suppose, pour simplifier, que ces oscillations sont purement sinusoïdales, la courbe A de la figure XVI-21-13 représente la variation de la tension de la grille de I par rapport à la tension de la prise médiane  $m$  du secondaire de  $T_1$  considérée comme tension zéro. De même la courbe B représente la variation de la tension de la grille de II par rapport à la tension de  $m$ .

1° *Push-pull classe A* :

En supposant, ce que nous ferons jusqu'à nouvel ordre, que les lampes I et II travaillent en classe A, la partie  $ma$  du secondaire de  $T_1$  applique à la grille de I une différence de potentiel que l'on peut représenter par la sinusoïde d'amplitude  $u$  de la figure XVI-16-3, l'axe de symétrie de cette courbe étant la verticale d'abscisse  $-U$ ,  $-U$  étant la polarisation de la grille, autrement dit la tension du - de la source C des figures XVI-21-11 et XVI-21-12. La partie  $m_1a_1$  du primaire du transformateur de sortie  $T_2$  est alors traversée par

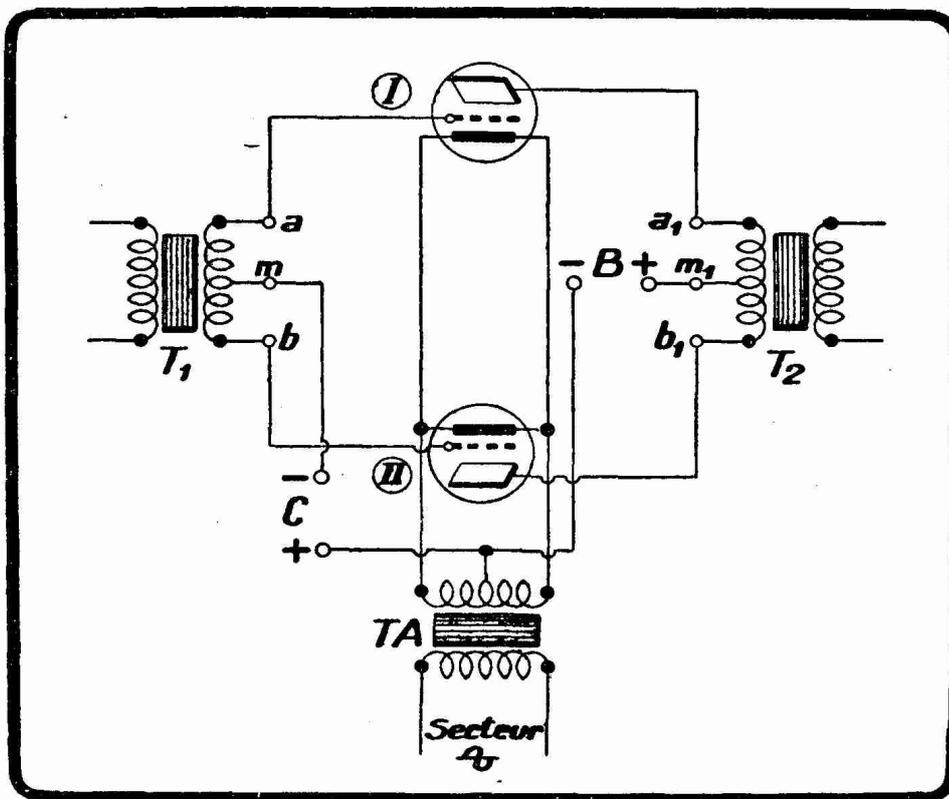


FIG. XVI-21-12. — Amplificateur push-pull chauffé en alternatif brut.

un courant sinusoïdal ayant la forme de la courbe d'axe de symétrie  $It'$  de la figure XVI-16-3.

La lampe II, attaquée par la partie  $mb$  du secondaire de  $T_1$ , produit de même dans la partie  $b_1m_1$  du primaire de  $T_2$  un courant sinusoïdal identique en forme à celui qui circule dans la partie de la bobine  $L''$  shuntée par la partie

$m_1 a_1$ , mais décalé dans le temps de  $180^\circ$  (comme sont décalées de  $180^\circ$  les courbes A et B de la figure XVI-21-13 et de sens contraire : une des lampes « pousse » (push) lorsque l'autre « tire » (pull) et réciproquement.

Les effets magnétiques de ces deux courants variables circulant dans chaque moitié  $m_1 a_1$  et  $m_1 b_1$  du primaire de  $T_2$  s'ajoutent. En même temps les asymétries qui, par formation d'harmoniques 2 pourraient se produire, dans la forme de ces deux courants, se compensent. Une différence de potentiel alternative (à la fréquence de la différence de potentiel alternative d'attaque appliquée au primaire de  $T_1$ ) correspondant à une amplification importante et très pure de la différence de potentiel primitive, prend naissance aux bornes du secondaire de  $T_2$  qui n'a plus qu'à attaquer un haut-parleur d'impédance convenable ou tel autre organe d'utilisation.

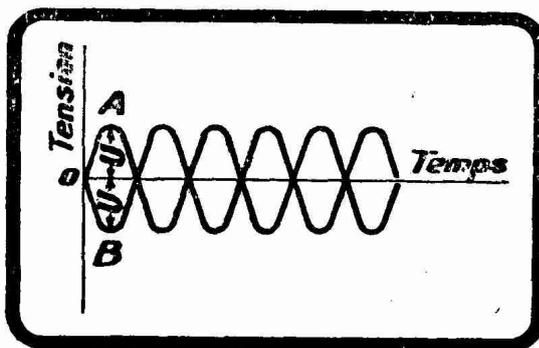


FIG. XVI-21-13. — Courbe A : variation de la tension du point a des figures XVI-21-11 et XVI-21-12 par rapport à la prise médiane m.  
Courbe B : variation de la tension du point b des figures XVI-21-11 et XVI-21-12 par rapport à la prise médiane m.

Que devient l'admission grille dans un étage push-pull ?

Admettons, pour fixer les idées sur un exemple concret, que l'on ait monté en I et II deux PX4. Ces lampes admettent normalement sur leur grille des oscillations dont l'amplitude maximum ne doit pas dépasser 35 volts (valeur habituelle de la polarisation) si l'on ne veut pas qu'il y ait distorsion : chaque lampe, rappelons-le, est utilisée en amplificatrice de la classe A. Ces oscillations ne doivent pas, d'autre part, être d'amplitude inférieure à 35 volts si l'on désire obtenir la plus grande puissance modulée disponible. 35 volts représentent donc l'amplitude optimum que doivent présenter des oscillations attaquant la grille d'une PX4. Ces 35 volts correspondent à la quantité  $U$  de la figure XVI-21-13, quantité qui est également la valeur de la polarisation normale, telle que la définit la figure XVI-16-3, du type de lampe utilisé en I et II (amplification de la classe A). De cette figure XVI-21-13 résulte que la différence de potentiel entre les grilles des deux lampes I et II, autrement dit la différence de potentiel aux bornes  $a$  et  $b$  du secondaire  $T_1$ , doit atteindre  $2U$ , c'est-à-dire 70 volts dans le cas de deux PX4 ; l'admission grille est doublée.

Ainsi, une des caractéristiques essentielles d'un étage push-pull de la classe A est de se comporter, au point de vue admission grille, comme si l'on disposait d'une seule lampe admettant des amplitudes d'attaque environ doubles de celles admises par une seule des deux lampes équipant l'étage.

Cette caractéristique correspond, suivant les circonstances, à un avantage ou à un inconvénient. C'est un avantage lorsque l'on dispose de lampes qui, utilisées seules à la façon classique, présenteraient une admission grille trop faible pour l'amplitude des oscillations que l'on a à amplifier. Le push-pull est alors particulièrement indiqué. C'est un inconvénient lorsque les oscillations à amplifier sont d'amplitude trop faible (inférieure à  $2U$ ) pour attaquer convenablement l'étage push-pull, et cependant suffisante pour attaquer une lampe isolée. Dans ce cas, si l'on veut à toute force utiliser la disposition push-pull, il faut faire subir aux oscillations une amplification préalable dans un étage triode simple monté en classe A.

Donnons maintenant quelques précisions sur le rapport de transformation d'un transformateur push-pull. On appelle rapport de transformation d'un transformateur push-pull le rapport de la totalité du nombre des tours du secondaire à la totalité du nombre des tours du primaire. La relation :

$$N = \sqrt{\frac{Z'}{Z}}$$

rencontrée déjà page 573, s'applique.  $Z'$  est l'impédance secondaire,  $Z$  l'impédance primaire. Nous allons examiner successivement le cas du transformateur  $T_1$  et celui du transformateur  $T_2$ .

*Cas du transformateur  $T_1$ .* — C'est un transformateur de tension : dans le push-pull de la classe A les grilles sont toujours négatives, il n'y a à aucun moment déclenchement de courant grille (1). Le transformateur d'entrée  $T_1$  a son primaire branché dans l'anode d'une lampe amplificatrice de tension ; on a donc  $Z = \rho$  ; dans le cas très fréquent d'une triode, on a  $\rho = 15.000$  ohms. Le secondaire est branché sur une résistance résultante  $R_r$  égale au double de la résistance cathode-grille de chaque lampe. Cette résistance est de l'ordre de 200.000 ohms. On a donc  $R_r = 400.000$  ohms. Le rapport de transformation  $N$  est alors :

$$N = \sqrt{\frac{400.000}{15.000}} = 5$$

à très peu de chose près. Pratiquement  $N$  varie suivant les lampes entre 2 et 5.

*Cas du transformateur  $T_2$ .* — C'est un transformateur de puissance. Dans les applications qui nous intéressent le plus directement, le secondaire de  $T_2$

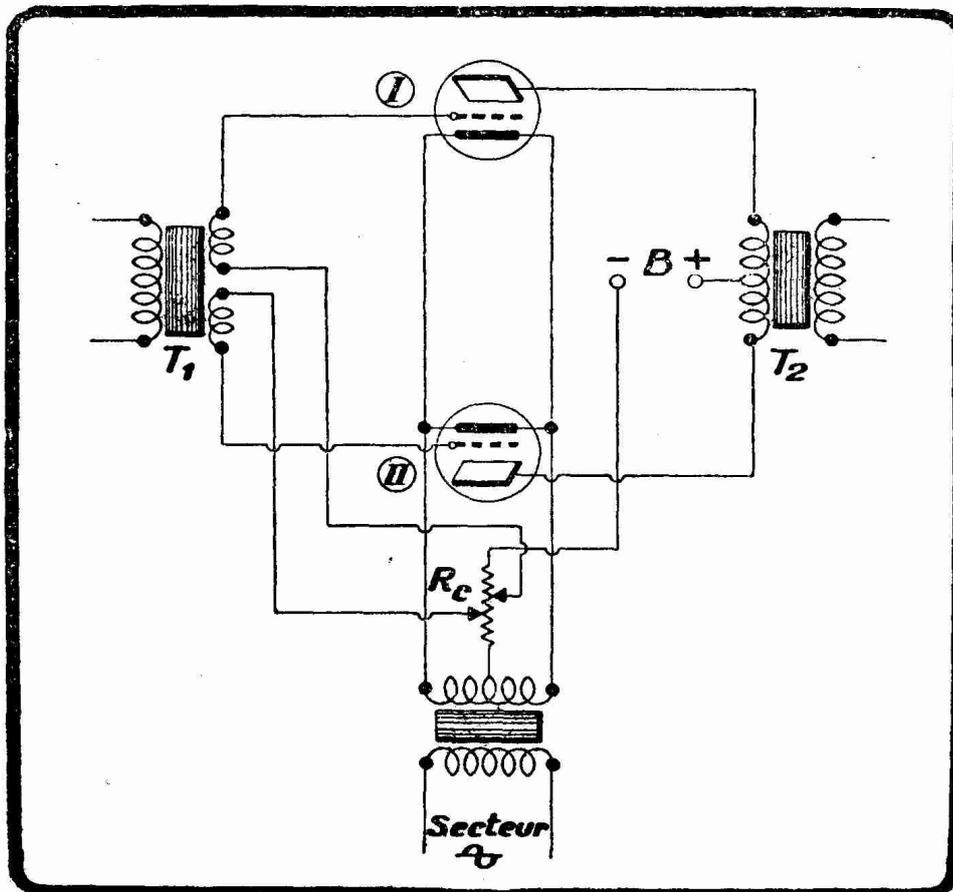


FIG. XVI-21-14. — Réglages indépendants de la polarisation des grilles d'un étage push-pull par emploi d'un transformateur d'attaque  $T_1$  à deux secondaires.

est branché sur une bobine mobile de haut-parleur électrodynamique d'impédance  $Z'$ . Chaque moitié  $m_1a_1$  et  $m_1b_1$  du primaire doit avoir l'impédance  $z$

(1) Les amplificateurs classe A dans lesquels se déclenche un courant grille sont dits de la classe A2. Nous les laisserons de côté.

imposée soit par la condition de Brown ( $z = 2 \rho$ ), soit par le constructeur de la lampe ( $z = a \rho$ ). Le rapport  $N$  est alors :

$$N = \sqrt{\frac{Z'}{2z}}$$

Dans le cas d'une bobine mobile de 25 ohms et d'un étage push-pull équipé avec deux PX4 pour lesquelles  $z = 3.250$  ohms, on a :

$$N = \sqrt{\frac{25}{6.500}} = \frac{1}{16}$$

La puissance modulée fournie par un étage push-pull classe A est le double de la puissance modulée que fournit une des lampes employée seule en classe A. Mais cette puissance modulée double s'obtient avec une tension d'attaque double :

la sensibilité  $\frac{P_m}{U_{eff}^2}$ , telle que nous l'avons déjà définie page 570, est la moitié de

celle que l'on obtient avec une seule lampe.

*Polarisation d'un étage push-pull à transformateur.* — Les lampes d'un étage push-pull classe A se polarisent suivant les méthodes générales illustrées par les figures XVI-21-4 A à XVI-21-4 I. Il peut être nécessaire de pouvoir ajuster séparément la polarisation de chacune des lampes qui constituent l'étage, de telle façon que les courants d'anode de ces lampes soient égaux aux valeurs indiquées par le constructeur. On est alors amené pratiquement à utiliser un transformateur d'entrée présentant un secondaire à moitiés indépendantes électriquement, ainsi que le représente la figure XVI-21-14. Cette disposition, en combinaison avec une résistance de polarisation  $R_c$  à deux curseurs montée comme l'indique cette même figure XVI-21-14, permet de régler la polarisation de chaque lampe séparément.

La figure XVI-21-15 donne, dans ce même esprit, une autre disposition permettant l'emploi d'un transformateur BF à simple prise médiane comportant un secondaire de chauffage pour chaque lampe de l'étage push-pull. Les valeurs indiquées conviennent au cas des PX4. Les résistances de 100 ohms montées dans les anodes et les résistances de 5.000 ohms dans les grilles empêchent les accrochages.

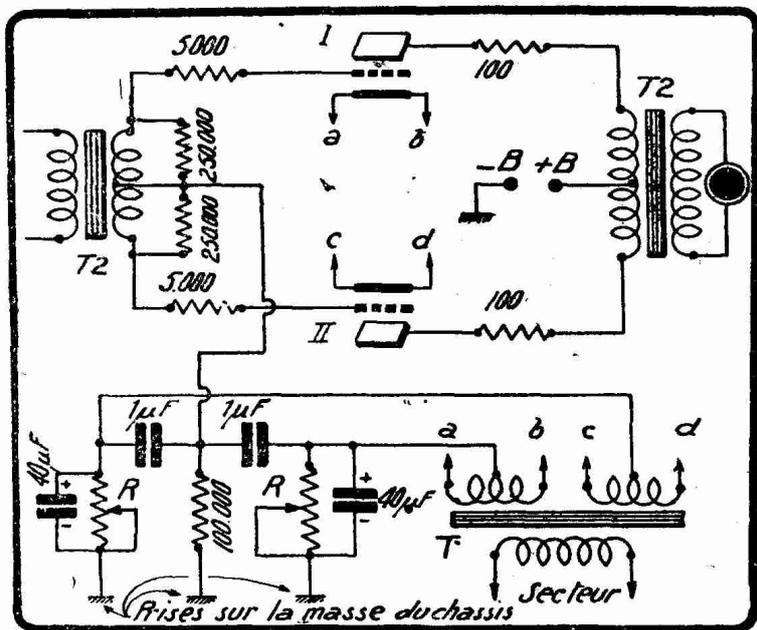


FIG. XVI-21-15. — Réglages indépendants de la polarisation des grilles d'un étage push-pull par emploi d'un secondaire de chauffage pour chaque lampe de l'étage. Dans le cas supposé ici de deux PX4, les résistances  $R$  sont des résistances ajustables de 800 ohms. La résistance de 100.000 ohms découple le circuit grille suivant le procédé que nous exposerons à propos de la figure XVI-28-2.  $T$  est le transformateur de chauffage à deux secondaires.

*Amplificateurs push-pull classe A à couplage cathodyne.* — Nous avons vu que le montage push-pull impliquait l'attaque de chaque lampe de l'étage par

des oscillations d'amplitude égale et en opposition de phase, autrement dit représentées par les courbes de la figure XVI-21-13. Cette condition d'attaque est réalisée par un transformateur à prise médiane au secondaire. Mais le transformateur, lorsqu'il est de qualité, est un appareil cher... et lourd. M. Aschenbrenner a proposé, en 1933, une solution autre que celle du transformateur, solution très élégante qui est connue sous le nom de *cathodyne*.

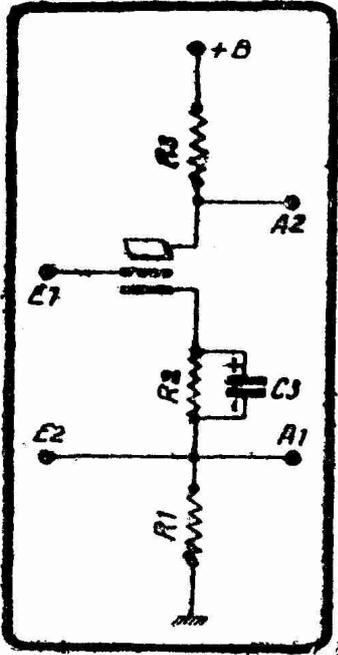


FIG. XVI-21-16. — Déphaseuse cathodyne.  $R_1$  et  $R_2$  sont égales,  $R_2$  est la résistance de polarisation convenant à la lampe triode utilisée,  $C_3$  est un condensateur de  $25 \mu\text{F}$  électrochimique. L'attaque de la lampe se fait entre  $E_1$  et  $E_2$ .

On attaque l'étage push-pull par une lampe triode montée comme l'indique la figure XVI-21-16, et que l'on appelle *déphaseuse cathodyne*. La résistance de liaison  $R$  habituellement montée entre l'anode et le  $+B$  est coupée en deux parties égales  $R_1$  et  $R_2$  insérées respectivement entre le  $-B$  (masse) et la base de la résistance de polarisation  $R_2$ , et entre l'anode et le  $+B$ . Les oscillations apparaissant en  $A_1$  et  $A_2$  sont évidemment égales en amplitude puisque les résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont égales et puisque le courant circulant à travers  $R_1$  est le même que celui qui circule à travers  $R_2$ . Ces oscillations sont d'autre part en opposition, car une augmentation du courant augmente la chute de tension le long de  $R_1$  et le long de  $R_2$ , ce qui revient à élever le potentiel du point  $A_1$  par rapport à la masse et à abaisser celui du point  $A_2$ .

Ce sont les points  $A_1$  et  $A_2$  qui attaquent, par l'intermédiaire de condensateurs de liaison  $C_1$  et  $C_2$  de 10.000 à 20.000 pF, les résistances de grille  $R_4$  et  $R_5$  des lampes constituant l'étage push-pull faisant suite à la triode cathodyne (fig. XVI-21-17).

Ces lampes peuvent être des triodes, comme nous avons supposé jusqu'ici, ou des lampes plus complexes comme les pentodes que nous étudierons plus loin.

La figure XVI-21-17 donne le schéma d'un étage push-pull à triodes attaqué par cathodyne.

NOTE SUR LA POLARISATION DES LAMPES D'UN ÉTAGE PUSH-PULL A RÉSTANCES. — Nous n'avons pas précisé la polarisation des triodes montées en push-pull dans la figure

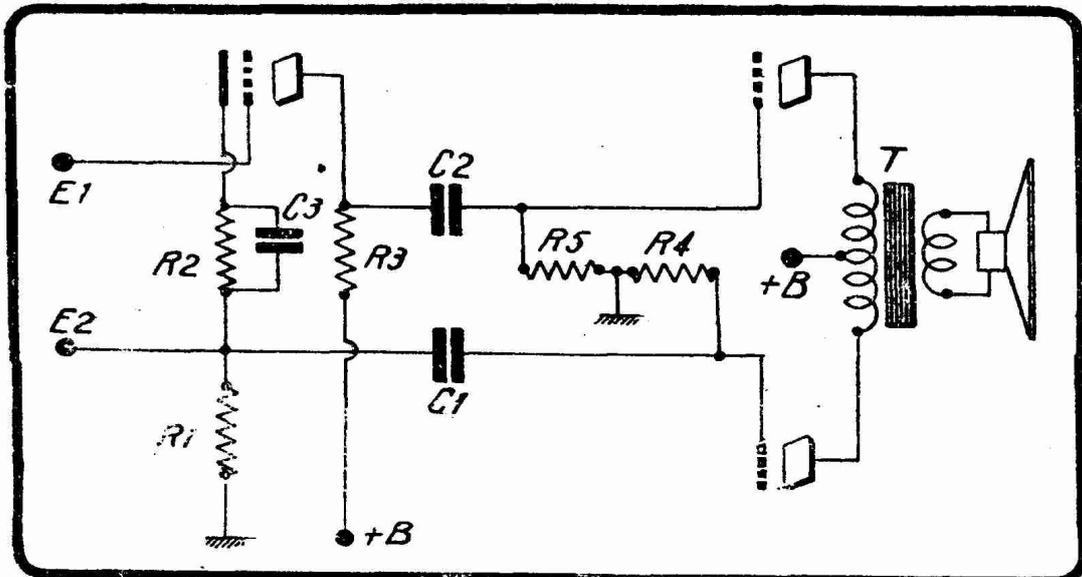


FIG. XVI-21-17. — Etage push-pull classe A attaqué par déphaseuse cathodique. Les valeurs sont les mêmes que celles de la figure XVI-21-16. En général,  $R_4 = R_5 = 0,5 \text{ mégohm}$ .

XVI-21-17. Cette polarisation se fait pour chaque lampe, soit suivant la figure XVI-21-4 F (lampes à chauffage direct), soit suivant la figure XVI-21-4 I (lampes à chauffage indirect).

La figure XVI-21-18 donne quatre solutions possibles de cette polarisation. T, est le transformateur de chauffage. Le transformateur a été omis dans le cas de la lampe à chauffage indirect (variantes C et D). Les variantes B et D permettent d'ajuster la polarisation de chacune des lampes en faisant varier indépendamment  $R_6$  et  $R_7$ .

L'attaque d'une lampe cathodyne soulève un problème délicat. En effet, si nous nous reportons à la figure XVI-21-16, nous voyons que l'attaque doit s'appliquer entre  $E_1$  et  $E_2$ ; or,  $E_2$  est à un potentiel variable, et il ne saurait être question de le brancher à un point de circuit à potentiel fixe. On pourrait évidemment attaquer  $E_1$ ,  $E_2$  par le secondaire d'un transformateur BF de tension ;

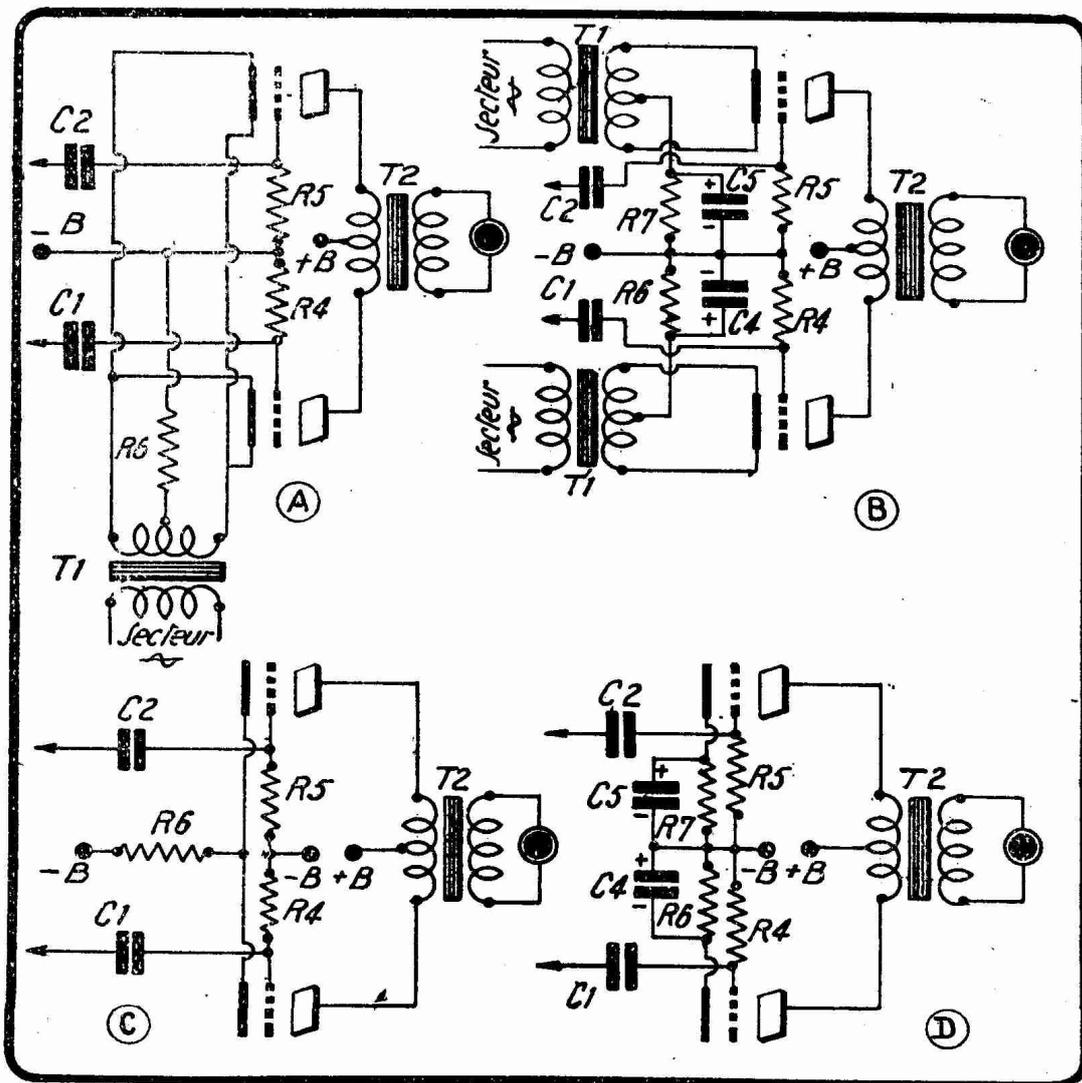


FIG. XVI-21-18. — Quatre dispositifs pratiques de polarisation d'un étage push-pull à résistances attaquées par une lampe déphasée (cathodyne par exemple).

A. Polarisation de deux triodes à chauffage direct par résistance commune  $R_6$ , laquelle n'a pas besoin d'être shuntée par un condensateur.

B. Polarisation de deux triodes à chauffage indirect par résistances individuelles  $R_6$  et  $R_7$ , shuntées par des condensateurs  $C_1$  et  $C_5$  électrochimiques de 25  $\mu\text{F}$ .

C. Polarisation de deux triodes à chauffage indirect par résistance commune  $R_6$ .

D. Polarisation de deux triodes à chauffage indirect par résistances individuelles  $R_6$  et  $R_7$ .

mais nous avons utilisé une lampe déphaseuse pour éviter justement l'emploi du transformateur, ce n'est donc pas le transformateur qui convient.

Une solution très simple consiste à monter une triode *précathodyne* dont la résistance de plaque est fractionnée en  $r$  et  $R$  comme l'indique la figure XVI-21-19.

Il s'agit de déterminer  $r$  et  $R$  de manière que  $R$  n'influe pas sur le fonctionnement de la lampe cathodyne.

Si  $u$  est l'amplitude de la tension apparaissant aux bornes de  $r$ , l'amplitude

de la tension aux bornes de  $R$ , donc <sup>(1)</sup> de  $R_1$ , sera égale à  $\frac{R}{r} u$ . D'autre part,

si  $k_a$  est le coefficient d'amplification dynamique de la lampe cathodyne ayant une résistance d'anode de  $2 R_1$  (on suppose  $R_1 = R_3$ ), l'amplitude des oscillations apparaissant aux bornes de  $R_1$  et aux bornes de  $R_3$  sera

$$\text{égale à } \frac{k_a u}{2}$$

Aux bornes de  $R_1$  apparaissent donc deux tensions :

une tension  $\frac{R}{r} u$

due à la lampe précathodyne de la figure XVI-21-19

et une tension  $\frac{k_a u}{2}$  due à

l'amplification de la lampe cathodyne. Pour que l'ensemble de la figure XVI-

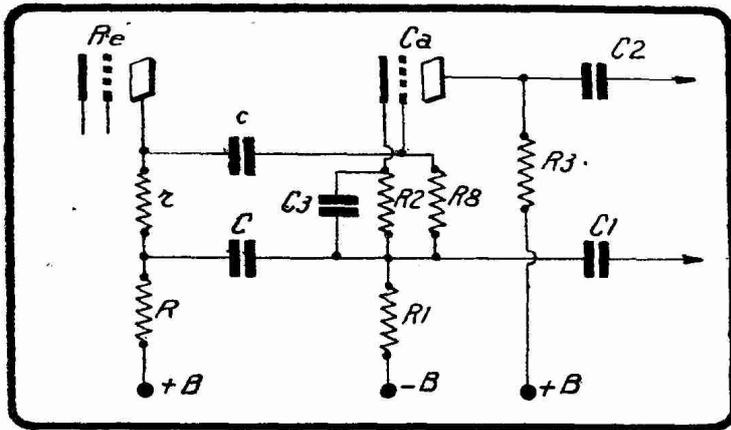


FIG. XVI-21-19. — Lampe précathodyne Pré attaquant une déphaseuse cathodyne  $Ca$  supposée attaquer de son côté un étage push-pull à résistances. La lampe précathodyne est, en général, couplée à la diode détectrice.

21-19 soit équilibré, il faut que l'on ait

$$\frac{R}{r} u = \frac{k_a u}{2}$$

d'où

$$\frac{R}{r} = \frac{k_a}{2}$$

Donc, en admettant que les résistances  $R_1$  et  $R_3$  soient égales, le rapport  $\frac{R}{r}$

doit être la moitié du coefficient d'amplification dynamique  $k_a$  de la lampe cathodyne.

$k_a$  est donné, pour une résistance d'anode connue, par les tableaux que publient pour leurs lampes R.C.A., Philips, etc...

A défaut, on peut déterminer cette quantité par la relation

$$k_a = k \frac{R_1 + R_3}{\rho + R_1 + R_3}$$

application de la relation (1) du § 12, page 525 <sup>(2)</sup> et dans laquelle  $k$  et  $\rho$  (coefficient d'amplification statique et résistance interne) sont donnés par le constructeur

(1) Du fait de l'existence du condensateur  $C$ .

(2)  $Z$  est ici  $R_1 + R_3$ .

de la lampe.  $R_1 + R_3$  est la résistance de charge convenant à la lampe considérée, résistance de charge donnée, en même temps d'ailleurs que la résistance de polarisation  $R_2$ , par les tableaux de caractéristiques de fonctionnement.

$R + r$  est connu dans les mêmes conditions pour la lampe précaathodyne.

Ayant  $R + r$  et  $\frac{R}{r}$  on en déduit facilement  $R$  et  $r$ .

Donnons un exemple pratique. Supposons que la lampe cathodyne et la lampe précaathodyne soient deux triodes EBC3, ou, plus exactement, les deux triodes de deux doubles diodes-triodes EBC3.

Les tableaux pour la EBC3 indiquent que pour  $B = 250$  volts et une résistance d'anode de 100.000 ohms, on doit utiliser une résistance de polarisation de 2.500 ohms. Cela fixe  $R + r$  et la résistance de polarisation de la précaathodyne. On pourrait penser utiliser ces mêmes conditions de fonctionnement pour la lampe cathodyne, c'est-à-dire faire  $R_1 + R_3 = 100.000$  ohms et  $R_2 = 2.500$  ohms, ce qui exigerait  $R_1 = R_3 = 50.000$  ohms. Mais dans une EBC3, il est recommandé de ne pas dépasser 20.000 ohms dans la cathode ; on prendra donc  $R_1 = R_3 = 20.000$  ohms, ce qui obligera à ramener  $R_2$  à 1.250 ohms, pour fixer les idées.

Pour une résistance de charge de 40.000 ohms ( $R_1 + R_3$ ), l'EBC3 a un coefficient d'amplification dynamique

$$k_d = \frac{30 \times 40.000}{15.000 + 40.000}$$

puisque  $k = 30$  et  $\rho = 15.000$ . Cela donne  $k_d = 22$ , à 1 % près.

On a donc  $\frac{R}{r} = 11$  et, comme  $R + r = 100.000$  ohms, on en déduit

$$r = 8.333 \text{ ohms et } R = 91.667 \text{ ohms.}$$

Pratiquement on arrondit à

$$r = 8.000 \text{ ohms et } R = 92.000 \text{ ohms.}$$

La résistance  $R_2$  est prise égale à 500.000 ohms.

On a ainsi toutes les résistances de l'ensemble précaathodyne-cathodyne.

En général, on adopte  $c = 10.000$  pF et  $C_1 = 0,2$  à  $0,5$   $\mu$ F ; quant à  $C_3$ , sa valeur a été donnée précédemment (électrochimique de l'ordre de 25  $\mu$ F).

REMARQUE. — Il n'est pas nécessaire que dans une lampe cathodyne du type de la figure XVI-21-19, les résistances  $R_1$  et  $R_3$  soient égales. Il suffit en principe, comme l'a montré L. Boë, que les quantités  $R$ ,  $r$ ,  $R_1$ ,  $R_3$  et  $k_d$  satisfassent à la relation

$$\frac{1}{R} + \frac{1}{R_1} = \frac{1}{R_3} + \frac{2}{k_d r}$$

On remarquera que si  $R_1 = R_3$ , cette relation devient

$$\frac{1}{R} = \frac{2}{k_d r}$$

c'est-à-dire

$$\frac{R}{r} = \frac{k_d}{2}$$

relation du texte.

*Résumé des avantages que présente l'amplification push-pull classe A :*

1° Les composantes continues des deux courants d'anode circulent en sens inverses (de la prise médiane vers chaque extrémité) dans le primaire du transformateur de sortie ; leurs effets se compensent et il est, en conséquence, possible d'utiliser un transformateur de sortie à circuit magnétique modeste, tout danger de saturation de ce circuit étant éliminé.

2° De même toute composante alternative existant dans la haute tension, dans la polarisation de grille et dans le circuit de chauffage, n'apparaît pas dans le haut-parleur, car elle se partage dans chaque moitié du primaire du transformateur de sortie en deux parties constamment égales et de sens contraires. Cette circonstance est particulièrement intéressante dans les amplificateurs modernes où toutes les sources de tension sont empruntées au secteur alternatif.

3° Annulation des harmoniques 2 (et en général des harmoniques pairs) produits par le fonctionnement de la lampe dans les parties courbées de sa caractéristique, d'où une pureté exceptionnelle.

4° Obtention d'une puissance modulée double de celle qu'est susceptible de fournir une seule des lampes utilisées.

5° Possibilité d'utiliser des amplitudes d'attaque doubles de celles qu'il est possible de traiter avec une seule des lampes utilisées en classe A.

6° Les sources de tension se trouvent mises hors du parcours des oscillations qui vont d'anode à anode. Les phénomènes de couplage qui se produisent si souvent entre étages BF et qui se manifestent par le ronflement dit de « motor boating », sur le mécanisme duquel nous reviendrons plus tard, sont éliminés.

L'amplification push-pull est le mode d'amplification employé dans tous les étages de sortie des récepteurs de T.S.F. et amplificateurs modernes quelque peu perfectionnés et puissants. Elle se fait non seulement en classe A, mais aussi en classe B et en classe AB.

#### 2° Push-pull classe B :

A côté de l'amplification basse fréquence push-pull de la classe A, se range l'amplification basse fréquence push-pull de la classe B, dite aussi amplification *push-push* ou encore, dans certaines circonstances que nous préciserons dans un instant, et il s'agit ici d'une expression propre aux techniciens anglais, *quiescent push-pull* ou QPP.

Revenons à la figure XVI-21-11. On peut, si on le désire, faire fonctionner chaque lampe I et II avec une polarisation de grille plus grande en valeur absolue que la polarisation U qui caractérise l'amplification de la classe A, et en particulier

avec la polarisation  $U_1 = \frac{E}{k}$  qui caractérise l'amplification de la classe B.

C'est une simple question de tension de la source de polarisation C. On se trouve, dans ce dernier cas, en présence de l'*amplification push-pull de la classe B*, qui permet d'obtenir des deux lampes une puissance modulée 5 à 10 fois supérieure à celle que donne chaque lampe montée dans un étage de la classe A, et ce avec une pureté tout à fait satisfaisante si certaines précautions sont prises. Ainsi, deux CL1257 (10 américaines) polarisées à -60 volts et montées en push-pull constituent un amplificateur push-pull de la classe B de très grande puissance (28 à 30 watts modulés pour une consommation anodique totale de 55 watts).

L'étage push-pull de la classe B élimine la déformation considérable que nous avons signalée à propos de l'étage amplificateur classe B simple. Chaque lampe se charge de la production du groupe d'alternances de même sens et la sinusoïde est restituée.

Voyons ce mécanisme d'un peu plus près. Considérons pour cela la disposition de la figure XVI-21-11, dans laquelle chaque lampe est supposée fonctionner dans les conditions de la figure XVI-17-1 (dans chaque circuit d'anode, les variations, supposées sinusoïdales, de la tension de grille ne produisent que des demi-sinusoïdes) (1). Le flux produit dans le circuit magnétique du transfor-

(1) Les deux lampes « poussent », mais ne « tirent » pas, d'où le nom de push-push donné par les Anglais au montage push-pull classe B.

mateur  $T_2$  par le courant circulant dans la partie  $m_1a_1$  étant représenté par la courbe A de la figure XVI-21-20, le flux produit par le courant circulant dans la partie  $m_1b_1$  sera représenté de son côté par la courbe B. Cette courbe B est d'une part décalée de  $180^\circ$  par rapport à A, du fait de l'opposition des potentiels appliqués aux grilles des lampes I et II, et ses ordonnées sont, d'autre part, changées de signe, du fait que les courants circulant dans les deux moitiés  $m_1a_1$  et  $m_1b_1$  du primaire de  $T_2$ , du milieu  $m_1$  vers les extrémités  $a_1$  et  $b_1$ , produisent des flux en sens contraires dans le circuit magnétique. Le flux résultant, créateur de la différence de potentiel aux bornes du secondaire de  $T_2$ , est à chaque instant la somme des flux dont les variations sont représentées par les courbes A et B. Ce flux résultant est représenté par la courbe C de la figure XVI-21-20, courbe dans laquelle on retrouve la symétrie, la pureté des variations de potentiel appliquées aux bornes du primaire  $T_1$ .

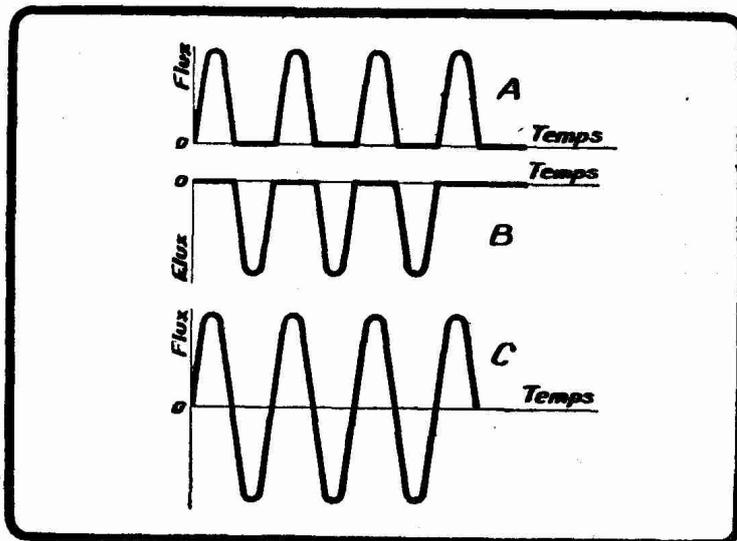


FIG. XVI-21-20. — Formation du flux dans le transformateur de sortie d'un amplificateur push-pull classe B.

Tout ce que nous avons dit à propos de l'étage classe B simple, abstraction faite de la déformation qui est compensée dans l'étage push-pull, s'applique à l'étage classe B push-pull.

*Classe B2* : Si l'on désire tirer le rendement maximum du dispositif, il est nécessaire de réaliser les conditions de la classe B2, autrement dit que la grille de chaque lampe devienne positive pendant une partie de chaque demi-période (afin que les alternances du courant d'anode de la figure XVI-17-1 soient de plus grande amplitude possible). Pour cela on est amené à faire précéder l'étage push-pull classe B d'une lampe driver amplificatrice de puissance de la classe A (1) et à assurer la liaison de ce « driver » par un transformateur d'entrée spécial (transformateur de puissance et non simple transformateur de tension).

On notera que chaque moitié du secondaire du transformateur d'entrée  $T_1$  débite (courant grille) à tour de rôle et que chaque moitié du primaire du transformateur de sortie  $T_2$  fournit, à chaque alternance, la totalité de la puissance modulée.

Si l'impédance optimum du circuit d'anode de chaque lampe d'un étage push-pull classe B est  $z$ , l'impédance optimum d'anode à anode (primaire de  $T_2$ ) est  $4z$  et non  $2z$ , comme un premier et superficiel raisonnement pourrait le faire supposer. C'est que, à tout instant, la moitié seulement du primaire du transformateur de sortie est utilisée ; c'est donc le facteur 4 qui doit être employé. Le mécanisme envisagé peut être facilement compris en considérant le primaire de  $T_2$  comme une sorte d'autotransformateur.

L'impédance optimum d'une lampe montée en classe B est (voir page 575) égale à la résistance en continu  $R_p$  de l'espace anode-cathode, pour zéro volt grille. L'impédance optimum d'anode à anode dans le cas du push-pull classe B est donc  $Z = 4R_p$ .

(1) Dans certains cas, il est nécessaire d'attaquer l'étage push-pull classe B avec un étage push-pull classe A.

Pour coupler le haut-parleur ou tout autre dispositif de sortie d'impédance  $Z'$ , on utilise pour  $T_2$  un rapport de transformation de :

$$N = \sqrt{\frac{Z'}{Z}} = \sqrt{\frac{Z'}{4 R_p}}$$

Le rendement d'un étage push-pull triodes classe B2 est de 78,5 %.

**Classe B1 :** Si, limitant ses ambitions au point de vue puissance modulée, on ne désire pas que la grille devienne positive au cours de ses oscillations, le transformateur d'entrée  $T_1$  ne doit répondre qu'aux spécifications d'un simple transformateur de tension. L'amplificateur push-pull de la classe B dans lequel la grille reste toujours négative est dit de la classe B1; c'est ce que les Anglais appellent « *quiescent push-pull* » (QPP); « quiescent » parce que, en l'absence d'oscillation d'attaque sur la grille, le courant d'anode est nul ou très faible; l'amplification se fait avec un rendement meilleur que pour la classe A: la source d'anode ne débite que lorsqu'il y a des signaux à amplifier. Mais du fait que la grille ne devient pas positive, la puissance modulée fournie par un QPP n'est guère que de l'ordre de celle que fournit un push-pull classe A équipé avec les mêmes lampes.

Le rendement d'un étage push-pull classe B sans courant grille (classe B1 ou QPP) est, dans le cas des triodes, de 39,3 %  $\left(\frac{\pi}{8}\right)$ . On prend dans ce cas  $Z = 2 \rho$  comme impédance de la *totalité* du primaire de  $T_2$ . Le rapport de transformation de ce transformateur est le même que pour l'étage push-pull classe B avec courant grille.

**Classe B2 à polarisation nulle :** Pour polariser un étage push-pull classe B, qu'il s'agisse d'un push-pull classe B2 classique avec courant grille ou de la variante QPP sans courant grille, il est impossible de mettre en œuvre les dispositifs utilisant la chute du courant d'anode le long d'une résistance montée comme l'indique la figure XVI-21-14, par exemple, et ce pour l'excellente raison que, au repos, il n'y a pas de courant d'anode...

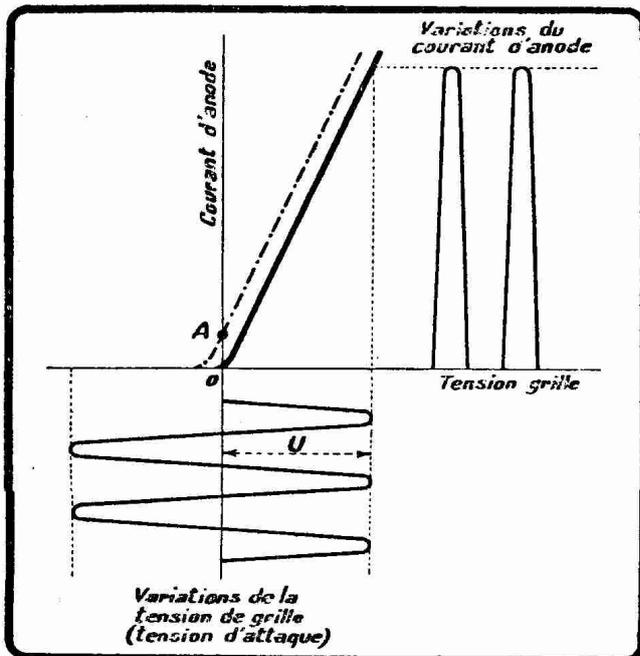


FIG. XVI-21-21. — Caractéristiques de fonctionnement en classe B d'une triode à polarisation nulle de blocage du courant d'anode.

On est donc obligé de polariser à l'aide d'une source indépendante (batterie ou bloc redresseur-filtreur). C'est évidemment un inconvénient. Aussi a-t-on réalisé, à la spéciale intention des étages push-pull de petite et de moyenne puissance, des lampes de fort coefficient d'amplification pour lesquelles le *courant d'anode est nul ou très faible pour une polarisation grille nulle*; il n'y a plus besoin de source de polarisation grille, les retours de grille se font purement et simplement au — B. La grille de chaque lampe d'un tel étage ne déclenche le courant d'anode que lorsqu'elle est positive ou peu négative.

La figure XVI-21-21 donne le fonctionnement théorique d'une lampe classe B dont la polarisation de blocage est de 0 volt grille. Pratiquement, la courbe caractéristique tension grille-courant anode d'une telle lampe est

placée comme le montre le trait mixte de la figure XVI-21-21; le courant d'anode

n'est pas rigoureusement nul pour 0 volt grille, mais égal à une quantité OA très petite.

NOTE. — Parmi ces lampes spéciales classe B à polarisation nulle, nous citerons pour leur conception originale, les 46 et 49 américaines et la double triode 240B Cossor (1).

1° La 46 américaine, créée en avril 1932 par la R.C.A., est une lampe à deux grilles, à chauffage direct (2,5 volts, 1,75 ampère). Suivant que l'on réunit la grille la plus voisine de l'anode à l'anode (la grille la plus voisine de la cathode servant de grille de commande) ou à l'autre grille (l'ensemble des deux grilles servant de grille de commande), on réalise une lampe classe A ou une lampe classe B (pour push-pull, bien entendu).

En classe A (grille extérieure réunie à l'anode), la 46 présente les caractéristiques suivantes :

Tension anode maximum .....	250 V
Polarisation grille .....	- 33 V
Coefficient d'amplification .....	5,6
Résistance interne .....	2.380 ohms
Pente .....	2,35 mA/V
Courant plaque normal .....	22 mA
Impédance optimum du circuit d'anode .....	6.400 ohms
Puissance modulée .....	1,25 watt

En classe B (deux grilles réunies), la 46 présente un coefficient d'amplification et une résistance filament anode élevés, de telle sorte que pour zéro volt grille, le courant d'anode n'est que de 6 mA (quantité OA de la figure XVI-21-21) pour une tension d'anode de 400 volts.

Deux 46 montées en push-pull classe B, conformément à la figure XVI-21-22 (polarisation grille zéro), donnent, suivant l'impédance Z montée d'anode à anode, une puissance modulée de 10 à 26 watts. Une valeur habituelle est de 20 watts pour Z = 6.000 ohms. Nous avons représenté, figure XVI-21-22, l'étage « driver » constitué par une classe A (grille extérieure réunie à l'anode).

Le transformateur T<sub>1</sub> est un transformateur de tension effectuant la liaison de la grille de la lampe I, montée en classe A, rappelons-le. Le transformateur T<sub>2</sub>, qui couple l'étage « driver » à l'étage push-pull classe B est un transformateur de puissance : les grilles de commande des lampes II et III débitent. Le rapport de transformation de T<sub>2</sub> est de 1/1,1 (transformateur abaisseur) ; l'impédance de son primaire doit être de 15.000 ohms.

Le rapport de transformation de T<sub>a</sub> est :

$$N = \sqrt{\frac{Z'}{6.000}}$$

Z' étant l'impédance, ou la résistance apparente, du circuit dans lequel débite le secondaire de T<sub>a</sub> (haut-parleur ou circuit d'anode de l'étage amplificateur haute fréquence classe C d'un poste d'émission radiotéléphonique).

Une autre lampe à « combinaisons de grilles » permet le montage push-pull classe B2 à polarisation nulle : nous voulons parler de la 59 (2,5 volts, 2 ampères), lampe à trois grilles (pentode) à toutes grilles accessibles. On en fait une triode driver en reliant les grilles 2 et 3 à l'anode, et une triode classe B2 à polarisation nulle en reliant les grilles 1 et 2 (qui servent alors de grille unique) et la grille 3 à l'anode. On obtient 20 watts modulés avec trois 59 montées dans un amplificateur du type de celui de la figure XVI-21-22.

2° La 240B Cossor est une lampe double. Elle comporte dans la même ampoule de verre deux groupes triodes identiques à chauffage direct. Le chauffage des deux filaments se fait en parallèle sous une tension en général continue. Le courant de chauffage est de 0,4 ampère pour l'ensemble des deux filaments.

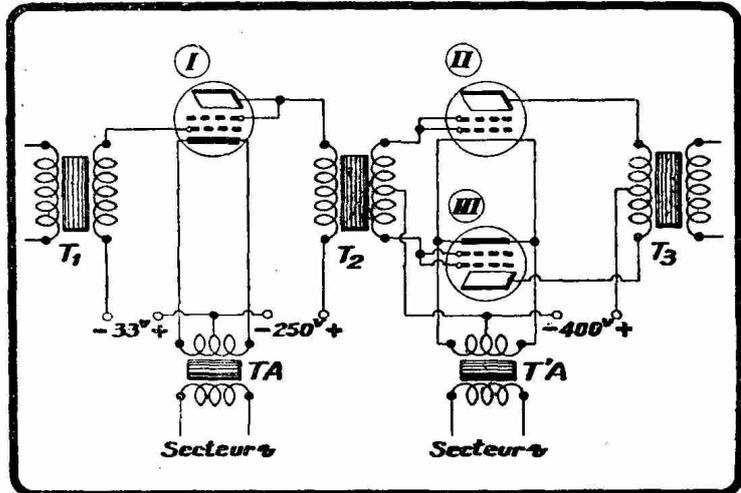


FIG. XVI-21-22. — Montage d'une 46 en driver classe A de deux 46 montées en push-pull classe B.

(1) A citer aussi la 53 (dite 6A6 dans le cas du chauffage sous 6,3 volts et 6N7 dans la série métallique) et la 79 américaines, doubles triodes à chauffage indirect qui donnent 8 watts modulés sous 250 volts anode.

La tension anodique maximum est de 150 volts ; mais, en pratique, cette tension anodique est maintenue autour de 120 volts, la lampe étant destinée à faire bénéficier des avantages de l'amplification classe B (grande puissance modulée avec consommation anodique réduite) des postes récepteurs pour lesquels l'alimentation anodique est un problème toujours délicat (récepteurs du type « batteries » utilisés là où l'on ne dispose pas du secteur électrique). Pour 0 volt grille et 120 volts anode, le courant d'anode de chaque élément est de 2 mA. L'amplitude de grille à grille est de 40 volts. L'amplitude  $U$  de la figure XVI-21-21 est donc de 20 volts. Les pointes instantanées de courant d'anode peuvent atteindre 50 milliampères. L'impédance optimum d'anode à anode est de 8.000 ohms pour 120 volts anode. La puissance modulée obtenue dans ces conditions atteint 2 watts, chiffre énorme si l'on considère que le courant moyen d'anode ne dépasse pas 8,5 mA. Le courant grille peut atteindre 10 mA et la puissance que doit, dans ce but, fournir l'étage précédent (« driver ») est de 70 milliwatts.

Le secondaire du transformateur d'entrée ne doit pas avoir une résistance dépassant 300 ohms, et le primaire du transformateur de sortie 400 ohms. L'impédance effective d'entrée de l'étage équipé avec une 240B Cossor est de 10.000 ohms ; le rapport du transformateur d'entrée est de 1.

Si  $Z'$  est l'impédance de la bobine mobile du haut-parleur, le rapport  $N$  du transformateur de sortie est :

$$N = \sqrt{\frac{Z'}{8.000}}$$

L'alimentation anodique de ces lampes, comme celle de toute lampe classe B, doit présenter une excellente régulation, car le courant moyen n'est pas fixe comme pour un étage classe A, mais variable au rythme de l'amplitude d'attaque de grille. Lorsque l'on alimente sur secteur alternatif, un redressement par valve à vapeur de mercure est particulièrement recommandé. La valve 82 et la 83, dont les caractéristiques ont été données dans le tableau de la page 506 ont, d'ailleurs, été créées spécialement pour l'alimentation anodique des amplificatrices classe B.

#### 6°. — AMPLIFICATION BASSE FRÉQUENCE PUSH-PULL CLASSE AB.

Nous avons vu la définition de la classe AB. Il s'agit de conditions de fonctionnement de la lampe intermédiaires (au point de vue polarisation et tension d'attaque) entre la classe A et la classe B. La polarisation est plus négative, pour une même lampe, que dans le cas de la classe A, et moins négative que dans celui de la classe B. Comme dans le cas de la classe B, le courant d'anode d'une classe AB varie lorsque l'on attaque l'étage. Comme pour la classe B également, on ne peut concevoir l'emploi de la classe AB qu'en push-pull, pour compenser les déformations produites par chacune des lampes.

Quelles sont les raisons qui militent en faveur de la classe AB ?

Pour qu'une lampe fonctionne correctement dans un étage classe A ou dans un étage classe B, il faut que la caractéristique tension grille-courant plaque soit une droite dans ses parties utilisées. C'est ce qui a été admis et représenté lorsque nous avons tracé les figures XVI-16-3 et XVI-17-1 définissant respectivement les classes A et B. Mais cette condition est assez rarement réalisée en pratique ; et l'on se trouve le plus souvent en présence d'une caractéristique à coude inférieur prononcé, que nous rencontrerons dans le paragraphe consacré à l'étude de la détection et à l'utilisation de la courbure inférieure de la caractéristique (voir page 651), et qui montre la déformation éprouvée par une oscillation (ici oscillation BF) d'amplitude  $u$  appliquée sur la grille de la lampe considérée. Cette déformation, *lorsque la partie utilisée de la caractéristique est assimilable à une parabole*, ce qui est souvent le cas, se traduit par l'introduction des seuls harmoniques pairs (et en particulier de l'harmonique 2) à l'exclusion des harmoniques impairs (dont le redoutable harmonique 3). Le push-pull élimine, nous le savons, les harmoniques pairs. Donc un étage push-pull monté en classe AB avec des lampes ayant une caractéristique de forme parabolique, doit donner une reproduction très fidèle, affectée d'une distorsion minimum.

Lorsque la classe AB ne déclenche pas de courant grille (grilles toujours négatives), on est en présence de la classe AB, que l'on peut attaquer soit par résistances (par exemple cathodyne), soit par transformateur de tension.

Lorsque la classe AB déclenche le courant grille (grilles devenant positives pendant une partie des alternances d'attaque les plus positives), on est en présence de la classe AB2, que l'on doit attaquer par une lampe ou des lampes *driver* couplées à l'étage push-pull par un transformateur de puissance.

Beaucoup de lampes modernes présentent une forme de caractéristique qui les destine tout spécialement à l'amplification push-pull classe AB. Parmi ces lampes il faut signaler certaines pentodes et les tétrodes à concentration électronique (6V6 et 6L6), lampes que nous allons étudier plus loin. Dans ce chapitre, il ne saurait être question que de triodes et nous nous contenterons de signaler comme triode classe AB la triode Philips à chauffage direct AD1, dont les caractéristiques électriques sont données dans le tableau de la page 575.

La polarisation négative nécessaire au fonctionnement de la lampe en classe AB peut être *automatique* (constituée par une résistance de cathode montée comme  $R_c$  de la figure XVI-21-18 A) ou *indépendante* (disposition de la figure XVI-21-12, pour fixer les idées) ; par ce dernier adjectif, nous entendons que la polarisation négative est constituée par une source de tension indépendante du courant anodique, par exemple par un redresseur séparé. La puissance modulée et la distorsion étant pratiquement les mêmes dans les deux cas, la polarisation automatique, par résistance de cathode, est à préférer du fait de sa simplicité et de son économie de mise en œuvre.

Voici les caractéristiques de fonctionnement de deux triodes AD1 en push-pull de la classe AB1.

	POLARISATION AUTOMATIQUE	POLARISATION INDÉPENDANTE
Tension d'anode .....	250 volts	250 volts
Polarisation de grille .....	—	— 48 volts
Résistance de cathode .....	375 ohms (6 W)	—
Courant d'anode sans signal ..	2 fois 10 mA	2 fois 50 mA
Courant d'anode avec signal ..	2 fois 62,5 mA	2 fois 63 mA
Impédance plaque à plaque ..	4.000 ohms	4.000 ohms
Puissance modulée .....	9,2 watts	9,3 watts
Distorsion totale .....	1,3 %	1,3 %

Un peu plus de 9 watts modulés avec 1,3 % de distorsion totale <sup>(1)</sup> (tous harmoniques compris), voilà une performance des plus honorables et qui recommande l'AD1 dans la constitution des récepteurs de luxe de haute fidélité.

On conseille d'attaquer l'étage push-pull à deux AD1 avec un transformateur, autrement dit de réaliser la disposition de la figure XVI-21-23 dans le cas de la polarisation automatique, et celle de la figure XVI-21-12 dans le cas de la polarisation indépendante. Le transformateur  $T_1$  de la figure XVI-24-23, transformateur de tension puisqu'il n'est pas question de courant grille, doit avoir un rapport de 4 (le rapport est, bien entendu, celui du nombre des tours de la totalité du secondaire au nombre des tours du primaire).

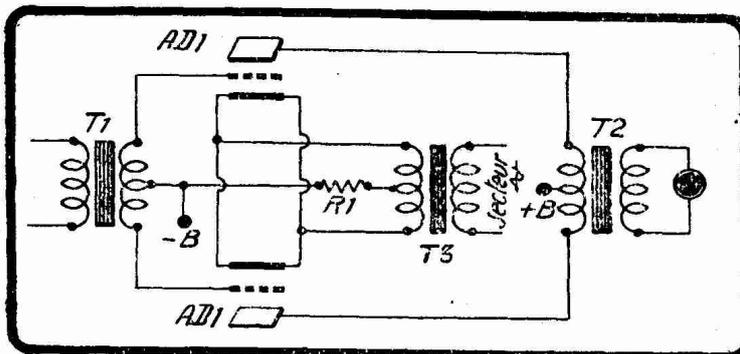


FIG. XVI-21-23. — Montage de deux triodes AD1 à chauffage direct dans un étage push-pull classe AB1 à polarisation automatique.  $T_1$  transformateur d'attaque ;  $T_2$  transformateur de couplage du haut-parleur ;  $T_3$  transformateur de chauffage.  $R_1$  résistance de polarisation automatique (375 ohms dans le cas des AD1).

(1) L'AD1, montée en classe A simple, donne 4,2 watts modulés avec 5 % de distorsion totale. On voit tout de suite l'avantage du push-pull classe AB1.

Le primaire de  $T_1$  est monté dans l'anode d'une lampe amplificatrice de tension, de préférence du type triode.

7° COMMANDE MANUELLE DE VOLUME DANS LES AMPLIFICATEURS BASSE FRÉQUENCE.

Il est souvent nécessaire ou agréable de pouvoir agir sur l'intensité sonore produite par un amplificateur basse fréquence. L'action sur cette intensité

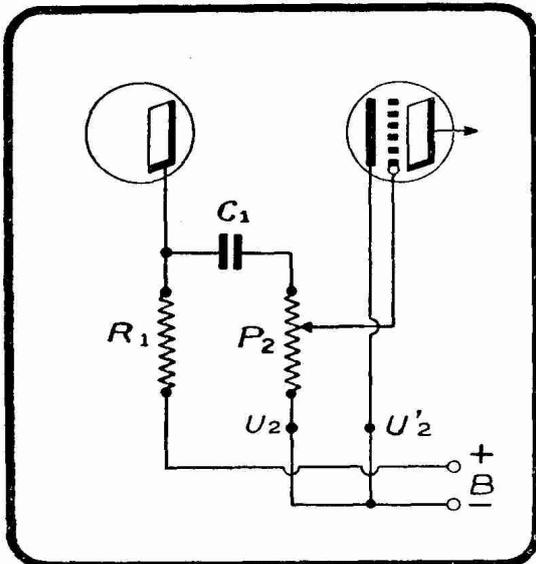


FIG. XVI-21-24. — Commande de volume par prise réglable sur la résistance de grille.

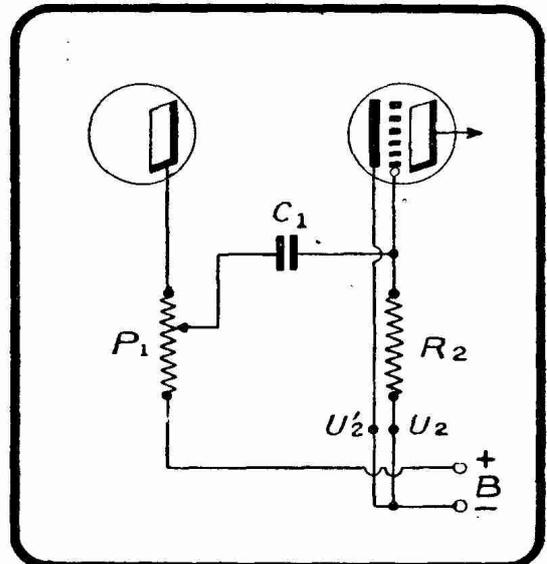


FIG. XVI-21-25. — Commande de volume par prise réglable sur la résistance d'anode.

s'appelle la *commande de volume*. Nous ne considérons que la commande manuelle de volume, réservant à un chapitre spécial la commande automatique.

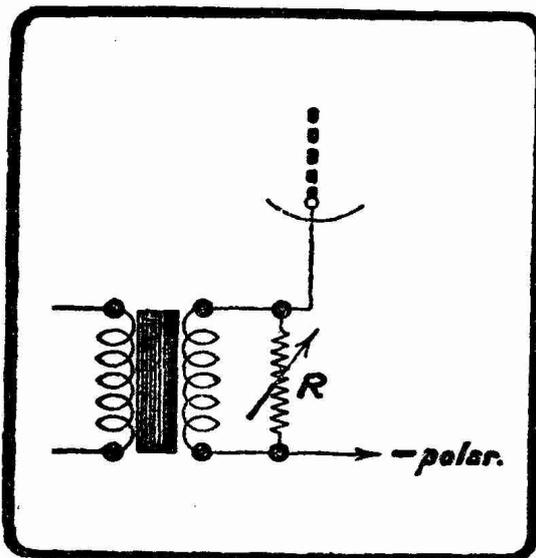


FIG. XVI-21-26. — Commande de volume par résistance variable.

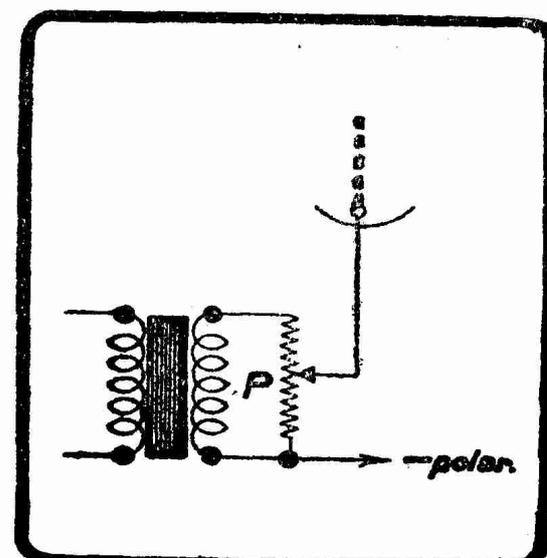


FIG. XVI-21-27. — Commande de volume par potentiomètre.

Dans le cas d'une amplification à résistances, on réalise l'un des dispositifs des figures XVI-21-24 ou XVI-21-25, qui sont des modifications immédiates de la figure XVI-19-9. La commande de volume s'obtient par déplacement du curseur d'un potentiomètre de valeur convenable remplaçant soit la résistance de grille  $R_2$ , soit la résistance d'anode  $R_1$ .

Dans le cas d'une amplification par transformateur, on réalise le dispositif de la figure XVI-21-26 ou celui de la figure XVI-21-27.

Figure XVI-21-26, la commande de volume est constituée par une résistance  $R$  variable entre 0 et 500.000 ohms, montée en parallèle sur le secondaire du transformateur. Plus on donne à  $R$  une valeur faible, moins grandes sont les amplitudes des potentiels appliqués à la grille.

Figure XVI-21-27, la grille se branche sur le curseur d'un potentiomètre de 100.000 à 500.000 ohms, suivant les cas, monté en parallèle sur le secondaire du transformateur. Plus le curseur de  $P$  est rapproché de l'extrémité du secondaire relié à la polarisation, moins grandes sont les amplitudes des potentiels appliqués à la grille, donc l'amplification produite par la lampe.

Dans la grande majorité des récepteurs modernes, on détecte par diode suivant le principe de la figure XVI-6-3. Le couplage de cette détection avec

l'étage amplificateur suivant, qui est d'ordinaire un étage amplificateur de tension précédant lui-même un étage amplificateur de puissance, se fait comme l'indique la figure XVI-21-28, où l'on a représenté une triode amplificatrice BF de tension faisant suite à la diode. On peut avoir affaire soit à une double diode et à une triode séparées, soit à une double diode-triode renfermant dans une même ampoule les deux éléments diodes et la triode. De toutes façons la commande manuelle de volume est alors réalisée par le potentiomètre  $R_2$ , dont le curseur est relié à la résistance de grille  $R_4$  de la triode par le condensateur  $C_3$ , de 10.000 pF. L'ensemble  $R_3C_5$  assure la polarisation de la triode pour son fonctionnement en amplificatrice de tension classe A.

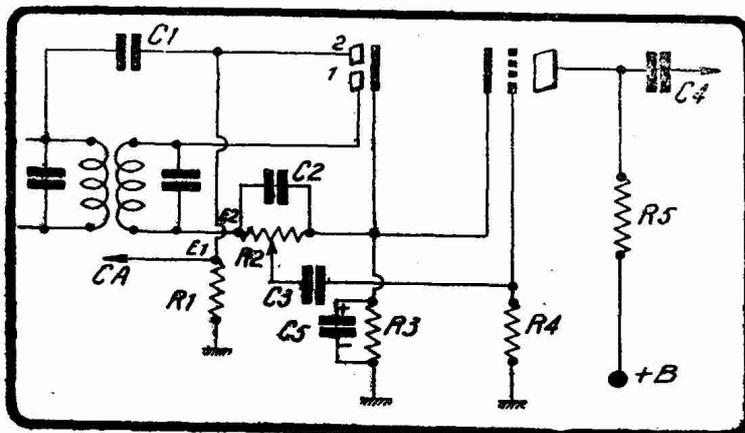


FIG. XVI-21-28. — Commande manuelle de volume dans un récepteur moderne à détection diode. Dans le cas d'une EBC3 constituant à la fois la double diode et la triode, on a (pour  $B = 250$  V)  $R_1 = 0,5$  M $\Omega$ ;  $R_2 =$  potentiomètre 500.000 ohms;  $R_3 = 2.500$  ohms;  $R_4 = 1$  M $\Omega$ ;  $R_5 = 100.000$  ohms;  $C_1 = C_2 = 100$  pF;  $C_3 = C_4 = 10.000$  pF;  $C_5 = 25$   $\mu$ F électrochimique (d'où les signes de polarité).

## § 22. — L'amplification haute fréquence.

### GÉNÉRALITÉS

On donne ce nom à l'amplification de tous courants alternatifs dont la fréquence est trop élevée pour qu'ils puissent agir tels quels sur l'ensemble récepteur constitué par un écouteur téléphonique et l'oreille. Ainsi que nous avons eu l'occasion de le dire, on appelle amplification haute fréquence l'amplification de courants dont la fréquence dépasse 10.000 périodes par seconde.

En T.S.F., les courants de haute fréquence se rencontrent et exigent une amplification dans deux cas :

1° Courants de faible amplitude recueillis dans une antenne de réception et destinés à être ramenés par la détection à une fréquence audible ; c'est le cas général de l'amplification haute fréquence en réception ; il s'agit d'une amplification de tension.

2° Courants produits localement et destinés à exciter après amplification une antenne d'émission ; c'est le cas des montages d'émission dits à « excita-

tion séparée » (commande par cristal, master oscillator), dans lesquels des oscillations haute fréquence sont produites à petite puissance puis amplifiées dans des étages successifs équipés avec des lampes de puissances croissantes : il s'agit d'une amplification de puissance.

Nous ne nous occuperons ici que du premier cas, c'est-à-dire du cas classique de l'amplification des oscillations avant détection, réservant l'étude de l'amplification haute fréquence en émission à un prochain paragraphe.

Il s'agit d'une *amplification de tension* : on cherche à appliquer sur la grille de la détectrice des tensions alternatives aussi grandes que possible.

L'amplification haute fréquence peut se faire suivant l'une des méthodes générales passées en revue dans le paragraphe précédent.

Aux bornes *a* et *b* des figures XVI-19-1 à XVI-19-14, on place un circuit oscillant que l'on accorde, par son condensateur variable, sur la fréquence des ondes auxquelles on s'intéresse. Les oscillations ainsi mises en évidence sont amplifiées par la lampe I et transmises à la lampe II par l'organe de liaison (résistance, bobine de self accordée ou non, transformateur accordé ou non).

Mais ici se manifestent des différences essentielles entre la technique de l'amplification basse fréquence et celle de l'amplification haute fréquence.

En premier lieu l'amplification HF est une amplification à bande relative étroite : il s'agit, pour satisfaire aux exigences de la sélectivité, d'amplifier les fréquences de la bande de modulation produite par une émission radiophonique, et ces fréquences seulement. L'amplification BF d'une réception radiophonique est, nous l'avons vu, une amplification à large bande relative. Une amplification HF doit être par essence sélective ; une amplification BF ne doit pas être sélective. On est ainsi conduit à utiliser, dans la liaison des étages amplificateurs HF, des circuits accordés et même des filtres de bande constitués, dans leur forme la plus simple et la plus usuelle, par deux circuits accordés sur la même fréquence.

En second lieu l'amplification HF traitant des fréquences élevées, la capacité cathode-grille et la capacité cathode-anode présentent des capacitances faibles et correspondent, pour les hautes fréquences élevées, à un court-circuit des circuits d'entrée (grille) et de sortie (anode). C'est pour cette raison que l'amplification HF au-dessus de 300 kilocycles (au-dessous de 1.000 m) est d'un très mauvais rendement lorsqu'elle met en œuvre une liaison non accordée (résistance, bobine ou transformateur semi-apériodique). Si, au contraire, on fait usage des circuits de liaison accordés (liaison par bobine accordée du type de la figure XVI-19-4 ou de la figure XVI-19-8, liaison par transformateur accordé du type de la figure XVI-19-12 ou de la figure XVI-19-13) et si l'on s'arrange pour que les capacités cathode-grille et cathode-anode contribuent, comme capacités parallèles, à l'accord des circuits utilisés, on arrive, pour les ondes comprises entre 200 et 1.000 mètres, à une amplification HF par triode fort satisfaisante, pouvant atteindre, lorsque toutes les précautions sont prises, 50. Au-dessous de 200 mètres, la capacité grille-anode intervient et sert de passage de fuite aux oscillations qui traversent la lampe comme une vulgaire capacité, sans être amplifiées : les triodes sont impropres de manière absolue à l'amplification HF des ondes courtes. Nous verrons plus loin que l'existence de la capacité grille-anode des triodes empêche de les utiliser de manière générale à l'amplification HF, à moins de faire intervenir le mécanisme du *neutrodynage*.

L'amplificateur haute fréquence conforme à la figure XVI-19-4 a été longtemps populaire sous le nom de C119 (1). La lampe I était attaquée directement par le circuit oscillant final du système d'accord, système d'accord le plus souvent réduit à un simple montage direct du type de la figure XV-7-1, et la lampe II était une lampe détectrice (résistance  $R_2$  reliée au + de la source de chauffage au lieu de l'être au — de la source d'anode). Ce montage, dont nous rencontrerons plus loin le schéma complet, était très simple à réaliser

(1) Ce montage, popularisé par le journal « L'ANTENNE » en 1923-1924, était monté dans la boîte C de la Radiotélégraphie Militaire pendant la guerre de 1914-1918.

et à régler, mais il manquait de sélectivité. Aussi l'a-t-on abandonné au profit du montage de la figure XVI-19-12 (transformateur HF à secondaire accordé) et surtout du montage de la figure XVI-19-13 (transformateur HF à primaire et secondaire accordés) lequel, convenablement réglé, produit un effet de filtre de bande précieux dans beaucoup de circonstances.

A cause des deux condensateurs qu'elle exige, la liaison HF de la figure XVI-19-13 n'est, le plus souvent, utilisée que lorsque l'on a affaire à un amplificateur HF à accord fixe (amplificateur moyenne fréquence des récepteurs à changement de fréquence). La liaison HF de la figure XVI-19-12 est employée lorsque l'on est en présence d'un amplificateur à accord variable (récepteur à amplification directe, c'est-à-dire sans changement de fréquence, et amplification avant changement de fréquence).

#### 1° AMPLIFICATION HF PAR TRANSFORMATEUR A SECONDAIRE ACCORDÉ.

C'est le cas de la figure XVI-19-12 à laquelle nous prions le lecteur de se reporter.

Le calcul, qui est une application immédiate de la théorie générale des circuits couplés et des propriétés fondamentales de la lampe, montre que, à la résonance du circuit L'C' sur le circuit d'entrée disposé entre a et b, l'amplification A, c'est-à-dire le rapport de l'amplitude de la tension amplifiée disponible aux bornes de L'C' à l'amplitude de la tension à amplifier qui apparaît entre a et b, est :

$$(1) \quad A = \frac{k\omega MQ'}{\omega^2 M^2 + \rho + \frac{\rho}{R'}}$$

expression dans laquelle k et  $\rho$  sont respectivement le coefficient d'amplification et la résistance interne de la lampe I, M le coefficient d'induction mutuelle de L et de L', R' la résistance du secondaire L'C', Q' le coefficient de surtension  $\omega L'/R'$  du secondaire L'C' considéré seul, et  $\omega$  la pulsation correspondant à la fréquence de résonance de ce secondaire.

(1) est maximum lorsque  $\omega M = \sqrt{\rho R'}$ , ce qui détermine le couplage optimum entre L et L' (2). L'amplification maximum  $A_m$  est donc :

$$A_m = \frac{\sqrt{Sk} \sqrt{\omega L' Q'}}{2}$$

où S est la pente statique de la lampe.

Cette expression de l'amplification maximum met en évidence l'influence de la lampe (le produit Sk ou *Güte* des radiotechniciens allemands, que nous avons déjà rencontré dans l'étude de la basse fréquence) et l'influence du dispositif de couplage ( $\omega L' Q'$ ).

Ainsi, les meilleurs résultats seront obtenus avec la disposition de la figure XVI-19-12 en employant en I une lampe de pente et de coefficient d'ampli-

fication élevés et un circuit secondaire L'C' de coefficient de surtension  $\frac{\omega L'}{R'}$

élevé, c'est-à-dire de self L' élevée et de résistance R' faible. L'accord du circuit L'C' sera donc obtenu avec le moins de capacité possible (pour que la

(1) Dans les transformateurs H.F. à secondaire accordé que l'on utilise dans la pratique de la radio-réception, on réalise un couplage fixe entre L et L'. On choisit ce couplage de telle façon que cette relation  $\omega M = \sqrt{\rho R'}$  soit satisfaite pour une fréquence située à peu près au milieu de la bande de fréquences que l'on désire recevoir par la variation du condensateur variable C'.

self prédomine) et le circuit lui-même sera réalisé de manière que sa résistance  $R'$  (résistance en HF) soit réduite au minimum.

On peut tracer la courbe de résonance du circuit L'C' considéré dans le dispositif de la figure XVI-19-12 en portant en abscisses les fréquences et en ordonnées les tensions apparaissant aux bornes de L'C'. On obtient une courbe qui n'est pas la courbe de résonance du circuit L'C' considéré seul. Elle correspond à la courbe de résonance d'un circuit oscillant considéré seul ayant un coefficient de surtension  $Q'_0$  plus petit que le coefficient de surtension  $Q'$  du circuit L'C'.  $Q'_0$  est le coefficient de surtension effectif du circuit L'C' considéré dans le montage de la figure XVI-19-12, c'est-à-dire couplé à la bobine L insérée dans l'anode de la lampe I. La sélectivité du dispositif est conditionnée par  $Q'_0$  et non par  $Q'$ .

Le rapport du coefficient de surtension effectif  $Q'_0$  au coefficient de surtension propre  $Q'$  du circuit L'C' est, avec les notations de tout à l'heure :

$$\frac{Q'_0}{Q'} = \frac{1}{1 + \frac{\omega^2 M^2}{\rho R'}}$$

Cette relation permet de calculer  $Q'_0$ , donc de déterminer le comportement du circuit L'C' pour des fréquences différant d'une quantité donnée de la fréquence de résonance. En général, dans le cas de la téléphonie, il est assez utile d'avoir une sélectivité assez large pour permettre la réception des bandes de modulation dans des conditions aussi constantes que possible. On cherche donc à aplatiser les courbes de résonance, quitte à perdre de l'amplification (1). On est ainsi conduit à utiliser des circuits L'C' présentant un coefficient de surtension pas trop élevé (circuits pas trop soignés au point de vue HF) ou à « abrutir » un trop bon circuit L'C' en couplant L' très serré à L.

REMARQUE. — Une question qui se pose souvent est celle-ci : quel est le rapport de transformation optimum du transformateur haute fréquence LL' de l'étage amplificateur de la figure XVI-19-12 ? Nous venons de voir que c'est l'induction mutuelle des deux bobines L et L' qui conditionne, toutes choses égales d'ailleurs, l'amplification fournie par l'étage. Donc, le rapport de transformation, qu'il est possible de faire apparaître

dans l'expression du coefficient d'induction mutuelle ( $M = k \sqrt{LL'}$ ; et comme  $\frac{L'}{L} = N$ ,

on a, en fin de compte,  $M = k \frac{L'}{\sqrt{N}}$ ), joue aussi son rôle. En pratique, pour atteindre

la valeur de M qui donne à (1) sa valeur maximum, on n'agit pas sur N, autrement dit sur le nombre de tours de L (L' est fixé par la bande de longueurs d'onde que l'on désire recevoir), mais sur le coefficient de couplage k des bobines L et L', action qui s'effectue en rapprochant ou en éloignant les bobines L et L' au moment de l'étude du montage ou de sa mise au point. En règle générale, on prend pour N un nombre compris entre 1,5 et 2, très souvent 2.

## 2° AMPLIFICATION HF PAR TRANSFORMATEUR A PRIMAIRE ET SECONDAIRE ACCORDÉS (FILTRE DE BANDE).

Lorsqu'il s'agit de réaliser un amplificateur respectant les bandes de modulation classiques (10 kc/s) ou des bandes encore plus étendues, le dispositif amplificateur de la figure XVI-19-12 devient insuffisant (trop sélectif ou pas assez). On est obligé d'avoir recours au dispositif de la figure XVI-19-13 dans lequel LC et L'C' sont accordés sur la même fréquence, la fréquence de l'onde porteuse de l'émission à laquelle on s'intéresse.

Tout ce que nous avons dit à propos de la figure XIII-22-1 s'applique au couplage LC-L'C' de la figure XVI-19-13. La largeur de la bande passante

(1) L'amplification peut n'atteindre ici que 4 ou 5.

dépend du coefficient d'induction mutuelle entre  $L'$  et  $L$  et est d'autant plus grande que le coefficient de couplage est plus élevé. Plus la bande passante est large, moins l'amplification obtenue est grande, mais ce qui est perdu en amplification <sup>(1)</sup> est largement regagné en qualité, compensation précieuse dans le cas de la réception radiophonique.

REMARQUE. — Il est possible d'obtenir un effet de filtre de bande avec deux étages à résonance du type de la figure XVI-19-4 montés en cascade (montage dit à double résonance). En accordant un des circuits d'anode sur une fréquence  $f_1$  et l'autre sur une fréquence  $f_2$ , on réalise pour l'ensemble des deux lampes une courbe de résonance présentant une bande passante nette entre  $f_1$  et  $f_2$ . Cet effet de filtre de bande est parfaitement marqué et utilisable tant que  $f_1$  et  $f_2$  ne sont pas trop éloignés l'un de l'autre. Pour une différence de 8 ou 9 kc/s, le phénomène se manifeste de manière particulièrement intéressante et permet une réception excellente de la radiotéléphonie.

Le même effet de filtre de bande peut être obtenu avec deux étages du type de la figure XVI-19-12.

### 3° LES TRIODES AMPLIFICATRICES HF DE TENSION.

Les lampes triodes amplificatrices HF de tension fonctionnent dans les mêmes conditions de polarisation et d'admission grille que les triodes amplificatrices BF montées en classe A : la tension instantanée maximum de grille ne doit pas dépasser la valeur de la polarisation, autrement dit la grille ne doit pas devenir positive, la production d'un courant grille amortissant le circuit d'entrée et influant néfastement sur la fidélité.

La polarisation négative de grille est toujours très faible en valeur absolue. Elle est obtenue soit en faisant le retour de grille au  $-A$ , un rhéostat <sup>(2)</sup> étant interposé entre le  $-A$  et l'extrémité négative du filament (lampe à chauffage direct), soit en intercalant une résistance  $R$  de quelques centaines d'ohms, shuntée par un condensateur de 0,1  $\mu$ F, dans la cathode (lampe à chauffage indirect).

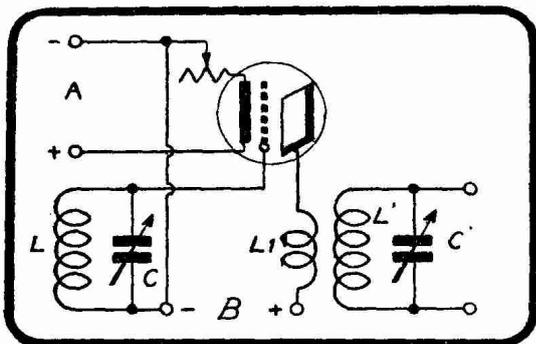


FIG. XVI-22-1. — Montage d'une triode à chauffage direct (lampe batterie) en amplificatrice HF de tension (polarisation par le circuit de chauffage).

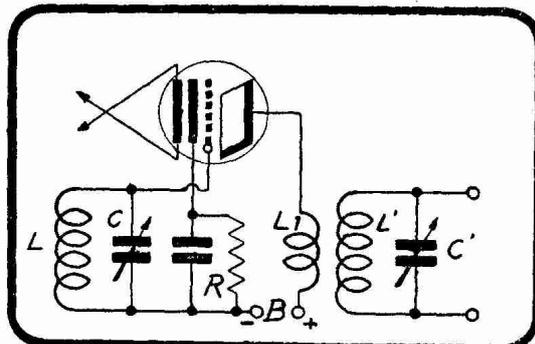


FIG. XVI-22-2. — Montage d'une triode à chauffage indirect (lampe secteur) en amplificatrice HF de tension (polarisation par la cathode).

Les figures XVI-22-1 et XVI-22-2 représentent ces deux dispositions dans le cas de la lampe I de la figure XVI-19-12. Les figures XVI-19-4 et XVI-19-13 peuvent, bien entendu, être pourvues de dispositifs de polarisation analogues.

Le tableau ci-après donne les caractéristiques et conditions de fonctionne-

(1) Lorsqu'une sélectivité assez aiguë n'est pas un inconvénient (cas de la télégraphie entretenue), cette amplification peut atteindre 50. Pour une bonne réception de la radiotéléphonie, on est amené avec la figure XVI-19-12 à ne réaliser que des amplifications de l'ordre de 15 ou 20 au maximum.

(2) La chute de tension de quelques dixièmes de volt, produite par le courant de chauffage le long de ce rhéostat est utilisée à la polarisation.

ment de quelques lampes triodes spécialement adaptées aux montages amplificateurs haute fréquence de tension des figures XVI-19-12 et XVI-19-13.

TYPE	MARQUE	Nature du chauffage	Chauffage		Vp V	Vg V	Ip mA	S mA/V	k	$\Omega$ o
			V	A						
A 410N	Philips	Direct	4	0,06	150	- 2	4	0,5	10	20.000
A 409	Philips	Direct	4	0,065	150	- 3	11	0,9	9	10.000
B 438	Philips	Direct	4	0,1	200	- 2,5	0,2	2		170.000
E 435	Philips	Indirect	4	0,9	200	- 1,5	0,3	1	35	35.000
E 438	Philips	Indirect	4	1	200	- 2,5	0,3	1,5		120.000

NOTE SUR L'AMPLIFICATION HF SEMI-APÉRIODIQUE. — On a donné ce nom à un étage amplificateur HF du type de la figure XVI-19-2 ou encore de la figure XVI-19-10 et dans lequel l'organe de liaison (bobine ou transformateur) est construit de telle façon qu'il se produise dans l'étage une amplification utilisable pour une large bande de fréquences (une centaine de kilocycles par exemple). Un tel étage amplificateur ne présente aucune sélectivité propre puisqu'il se trouve, dans le cas des grandes ondes de radiodiffusion, à peu près dans les mêmes conditions d'amplification depuis le haut jusqu'au bas de la gamme. Cependant, si on le fait entrer dans un amplificateur comportant, par exemple un système d'accord et un autre étage amplificateur présentant une résonance marquée (étage du type de la figure XVI-19-4 ou de la figure XVI-19-12), il peut donner une amplification supplémentaire *sans adjonction d'un nouveau circuit à accorder*, circonstance qui peut n'être pas à dédaigner.

Dans cet ordre d'idées, un montage à lampes triodes qui fut longtemps populaire, est le « Super C119 » auquel l'auteur de ce livre a consacré en 1927 une petite plaquette descriptive pratique. Ce « Super C119 » comportait un système d'accord couplé au collecteur d'ondes et monté dans la grille d'une lampe telle que la lampe I de la figure XVI-19-2 dans laquelle S était une *bobine semi-apériodique* de construction spéciale. Cet étage semi-apériodique était couplé à la grille d'une lampe « C119 », c'est-à-dire d'une lampe montée comme la lampe I de la figure XVI-19-4, laquelle lampe C119 attaquait une détectrice à réaction montée comme nous l'expliquerons dans le chapitre V.

Après l'avènement triomphal des changeurs de fréquence (BGP), ce montage à trois lampes est tombé en désuétude.

### § 23. — Complément à l'étude des amplificateurs haute fréquence à triodes. Les neutrodynes.

1° *Impossibilité d'atteindre, sans accrochage d'oscillations locales, le point de résonance exacte des circuits grille et anode d'une lampe triode.* — Les montages amplificateurs HF à triodes relèvent le plus fréquemment des schémas des figures XVI-19-4, XVI-19-12 et XVI-19-14 dans lesquels les bornes *a* et *b* sont refermées sur un circuit oscillant ainsi que le montrent les figures XVI-23-1 A, XVI-23-1 B et XVI-23-1 C. L'amplification maximum, les meilleures conditions théoriques de fonctionnement sont observées lorsque le circuit d'anode est accordé sur le circuit grille, c'est-à-dire lorsqu'il est en résonance sur le circuit de grille (1).

Mais ces montages amplificateurs HF des figures XVI-23-1 A, B et C présentent au même degré un très grave inconvénient : la résonance des circuits

(1) D'où le nom de montages à résonance donné quelquefois aux dispositifs envisagés et, plus spécialement, au montage de la figure XVI-19-4.

grille et anode de la lampe I sur la même fréquence, bien mieux, leur accord sur deux ondes très voisines, provoque le déclenchement d'oscillations locales dans

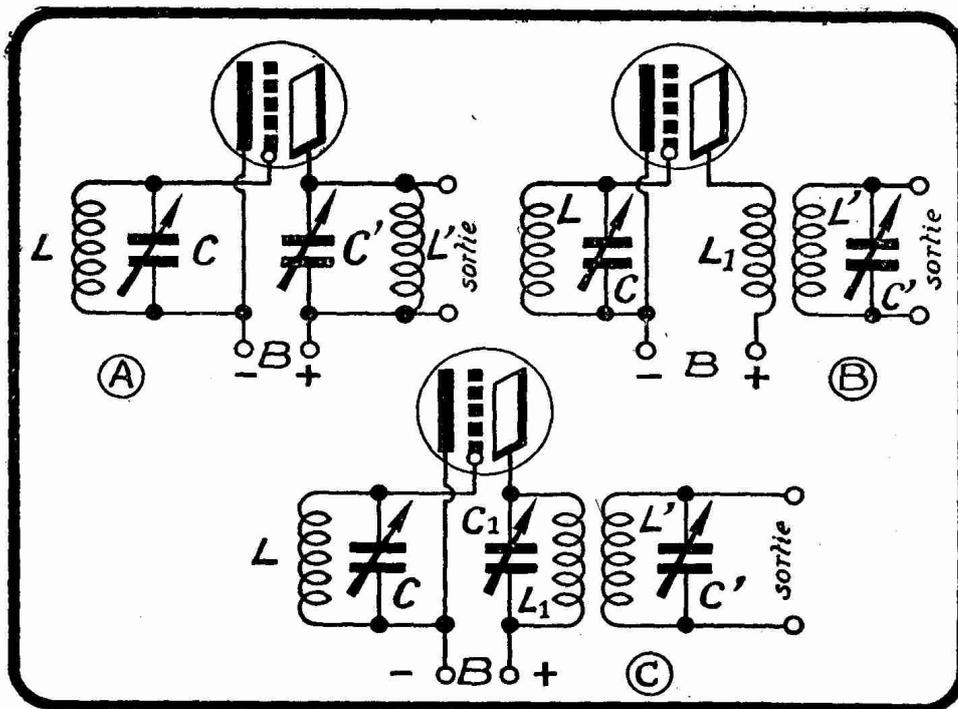


FIG. XVI-23-1. — Montages amplificateurs haute fréquence classiques : A, à résonance; B, à transformateur; C, à filtre de bande.

cette lampe I; on dit que la lampe *accroche*. Cette lampe ne fonctionne plus en amplificatrice : elle bloque littéralement l'audition.

Ces oscillations indésirables se produisent d'autant plus facilement que les circuits grille et anode sont moins amortis, et l'on a, dès 1923, observé que mieux l'on construisait un C119, moins bon était son fonctionnement, du fait de l'impossibilité où l'on se trouvait d'atteindre la résonance des circuits d'entrée et de sortie.

A quoi sont dues ces oscillations, quel est le mécanisme qui préside à leur création ?

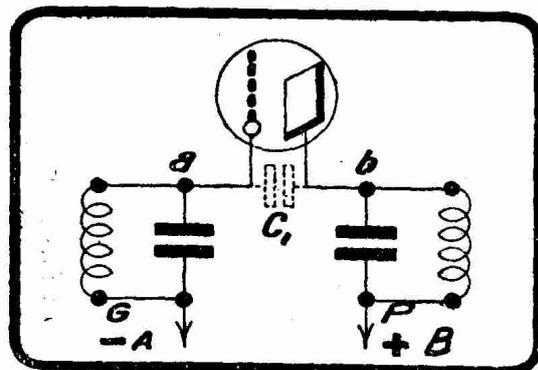


FIG. XVI-23-2. — Couplage du circuit grille au circuit anode par la capacité grille-anode  $C_1$  de la lampe.

Pour que, dans une lampe à trois électrodes, pourvue d'un circuit oscillant de grille G et d'un circuit oscillant d'anode P (fig. XVI-23-2), il y ait entretien d'oscillations locales, il faut qu'il y ait transport d'énergie *du circuit d'anode au circuit grille*, les oscillations du circuit d'anode étant, comme on le sait, la reproduction amplifiée des oscillations de grille par l'effet de relais connu de la lampe.

On entretient classiquement des oscillations dans une lampe à trois électrodes en couplant le circuit grille au circuit anode de telle sorte qu'une partie de l'énergie de ce dernier circuit soit retransmise au premier. Les pertes dans le circuit G sont ainsi compensées, suivant l'expression consacrée, et la lampe oscille. Nous verrons cela en détails dans un prochain paragraphe.

Ce couplage est soit électromagnétique, soit électrostatique. Nous nous rendrons compte tout à l'heure qu'il est plus exact de dire que ce couplage est soit électrostatique, soit électromagnétique et électrostatique.

On réalise un couplage électromagnétique grille-anode en créant une induction mutuelle dans le sens convenable entre la bobine du circuit oscillant de grille et celle d'anode. En supposant ces deux bobines écartées l'une de l'autre, il existe, néanmoins, un *chemin* par lequel l'énergie P se retransmettra à G. Ce chemin, c'est le condensateur formé par le voisinage dans la lampe de la grille et de l'anode et par la proximité, à l'intérieur du culot, des fils d'amenée de la grille et de l'anode. Tout se passe donc comme si entre la grille et l'anode on avait placé un petit condensateur  $C_1$ . Dans des lampes modernes, cette capacité varie aux alentours immédiats de 15 micromicrofarads (1). A travers ce condensateur, les potentiels disponibles en  $b$  peuvent être reportés vers  $a$ , et l'on sait qu'un potentiel alternatif ne peut se produire en  $b$  que si les deux circuits G et P sont accordés sur la même onde, autrement dit, sont en résonance ; l'entretien des oscillations est assuré par le *couplage électrostatique*  $C_1$ .

Les circuits G et P oscillent d'autant plus volontiers que leurs amortissements sont plus réduits ; on s'explique que les oscillations se produiront d'autant plus facilement que ces circuits seront mieux établis et, en ce qui concerne G, que le collecteur d'onde sera plus petit (cadre ou antenne intérieure). C'est là l'explication du bon rendement du C119 sur antenne amortie (antenne extérieure très développée et d'isolement douteux) et de son mauvais fonctionnement sur cadre ou sur petite antenne. Le mauvais fonctionnement, dont il est ici question, s'analyse toujours en un déclenchement d'oscillations locales au moment précis où l'on va atteindre le point de rendement optimum.

Nous venons de raisonner sur la figure XVI-23-2, c'est-à-dire sur le montage C119 de la figure XVI-23-1 A. L'argumentation s'applique à la lampe haute fréquence du montage de la figure XVI-23-1 B, quoique dans son circuit d'anode ne se trouve pas inséré *directement* de circuit accordé. Par suite, cependant, du couplage LL' de cette figure XVI-23-1 B, tout se passe comme si le circuit oscillant L'C' était dans le circuit d'anode même (loi des circuits couplés). L'accord de L'C' détermine donc l'accord du circuit d'anode de la lampe haute fréquence. Les oscillations locales se produisent ainsi au moment de la résonance des circuits LC et L'C', aussi bien dans la lampe de la figure XVI-23-1 B que dans celle de la figure XVI-23-1 A.

Pour éviter cet accrochage au moment de la résonance, on a préconisé, dans les récepteurs à lampes à chauffage direct, l'usage du potentiomètre placé en dérivation sur la batterie de chauffage et qui permet de faire varier le potentiel moyen de la grille entre 0 et + 4 volts. On peut déclencher ainsi un courant grille assez important pour que tout se passe comme si l'on avait augmenté l'amortissement du circuit grille. La stabilité est améliorée de cette façon, mais il se produit en même temps un certain affaiblissement de la réception et une diminution de la pureté et de la sélectivité.

La figure XVI-23-3 montre dans cet ordre d'idées une réalisation pratique de la figure XVI-23-1 A, dans le cas d'une lampe à chauffage direct, équipée avec un potentiomètre P de retour grille. La capacité C de 6.000 micromicrofarads, qui se trouve entre le curseur et le — A, sert à écouler la haute fréquence, qui évite ainsi la self du potentiomètre.

On a également proposé de compenser le couplage électrostatique grille par un couplage électromagnétique grille-anode inverse (C119 bis). On fait *décrocher* le récepteur en réalisant un coefficient d'induction mutuelle positif entre l'accord et la résonance.

Puisqu'il y a accrochage des oscillations au moment de la résonance, c'est, nous l'expliquerons plus loin, que la lampe introduit une résistance négative

---

(1) Il s'agit, nous insistons sur ce point, de la capacité entre électrodes proprement dite, de la capacité des connexions dans le pied et le culot et de la capacité des connexions extérieures. La capacité totale ainsi constituée est plus élevée dans les triodes à chauffage indirect que dans les triodes à chauffage direct.

en série avec le circuit oscillant de grille, résistance négative qui compense la résistance positive normale de ce circuit. Pour éliminer cette résistance négative, on monte entre le circuit d'entrée et la grille une résistance d'un millier d'ohms qui rétablit la stabilité.

Ces diverses méthodes de stabilisation ont chacune leur domaine d'utilisation particulier ; mais elles ne peuvent être employées d'une manière absolument générale.

La seule méthode rationnelle d'application universelle, de stabilisation d'une lampe amplificatrice au moment de la résonance de ses circuits d'entrée et de sortie, est la méthode du neutrodyne que nous allons maintenant exposer.

2° *Le neutrodyne Hazeltine.* — Le professeur américain L. A. Hazeltine, du « Stevens Institute of Technology » a fait breveter, en 1919 (1), un dispositif utilisant une méthode très élégante de neutralisation de la capacité grille-anode, et il a donné à un amplificateur HF ainsi neutralisé le nom de « neutrodyne », qui est resté aux montages du même genre (2). Le principe de la méthode peut s'exposer très élémentairement de la manière suivante, que nous empruntons à une conférence faite par le professeur Hazeltine, en mars 1923, devant le « Radio-Club of America ».

Soit G le circuit oscillant de grille d'une lampe à trois électrodes, P son circuit oscillant d'anode (fig. XVI-23-4). Au point de vue potentiels haute fréquence, ces circuits peuvent être considérés comme présentant à travers les batteries filament et anode un point commun *p*. Les extrémités *a* et *b* de G et de P sont réunies, d'autre part, par la capacité interne grille-anode de la lampe, capacité que nous matérialisons par le condensateur  $C_1$ .

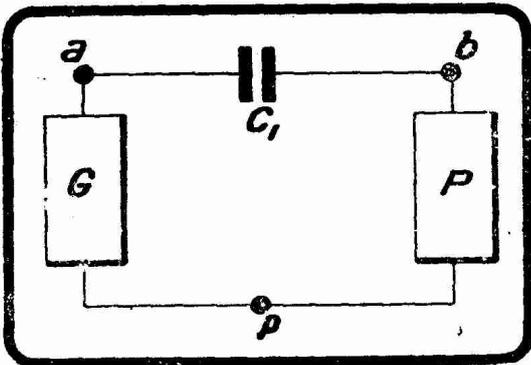


FIG. XVI-23-4. — Circuit équivalent de la figure XVI-23-2.

de manière serrée dans un sens tel que les potentiels  $E_1$  et  $E_2$  des points *b* et *d* par rapport à P soient à chaque instant de signes contraires, autrement dit, présentent dans le temps les positions respectives indiquées par la figure XVI-23-6. Cette dernière condition exige que les pôles des enroulements  $L_1$   $L_2$  reliés en *p* soient de noms contraires.

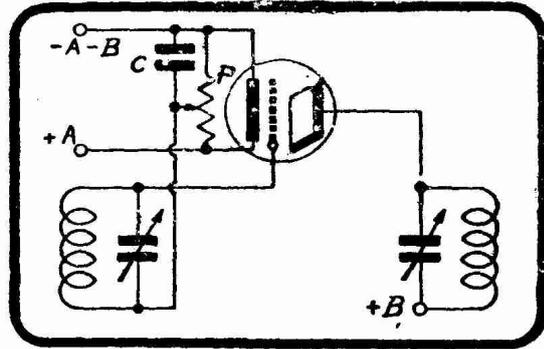


FIG. XVI-23-3. — Amortissement du circuit grille par la polarisation positive de la grille.

Il s'agit de neutraliser l'effet de cette capacité  $C_1$ , qui transmet à G les différences de potentiel disponibles en *b* et inversement reporte vers P les différences de potentiel disponibles en *a*. Ce dernier déplacement correspond au passage des oscillations du circuit grille au circuit d'anode sans qu'elles aient subi l'effet amplificateur dû à la lampe.

La méthode Hazeltine consiste à placer G dans la branche équipotentielle d'un pont de Wheatstone (fig. XVI-23-5) dont les bras sont constitués par la capacité à neutraliser  $C_1$ , un condensateur  $C_2$  et deux bobines de self  $L_1$  et  $L_2$  couplées

(1) Brevet américain 1.450.080 du 7 août 1919. Il existe dans ce domaine de la neutralisation une antériorité C. W. Rice datant de 1917. Les dispositifs neutrodynes furent vulgarisés surtout à partir de 1923.

(2) Le neutrodyne n'est pas un montage particulier, c'est plus exactement une méthode de transformation de montages déjà existants pour en améliorer les conditions de fonctionnement, ainsi que la suite de ce paragraphe va le mettre en évidence.

Appelons  $E_1$  le potentiel perturbateur disponible en  $b$  ; il s'agit d'empêcher de modifier l'état électrique du point  $a$ . Nous parlons de potentiel en  $a$  et  $b$  pour abrégé l'écriture, mais il est bien entendu qu'il est question de différences de potentiel entre  $a$  et  $p$  et entre  $b$  et  $p$ , le point  $p$  étant au potentiel de la terre (batteries).

Le potentiel  $E_1$  provoque à travers  $C_1$  le passage d'une quantité  $Q_1$  d'électricité et l'on a :

$$Q_1 = C_1 E_1$$

Si les valeurs des diverses parties du pont sont telles que la quantité d'électricité  $Q_2$  qui traverse  $C_2$  vers  $d$  soit égale à  $Q_1$ , aucun courant ne circulera dans  $G$  et aucune tension ne prendra naissance du fait de  $E_1$  au point  $a$ . On a :

$$Q_2 = C_2 E_2$$

L'égalité  $Q_1 = Q_2$  qui entraîne la neutralisation cherchée, donne :

$$C_1 E_1 = C_2 E_2$$

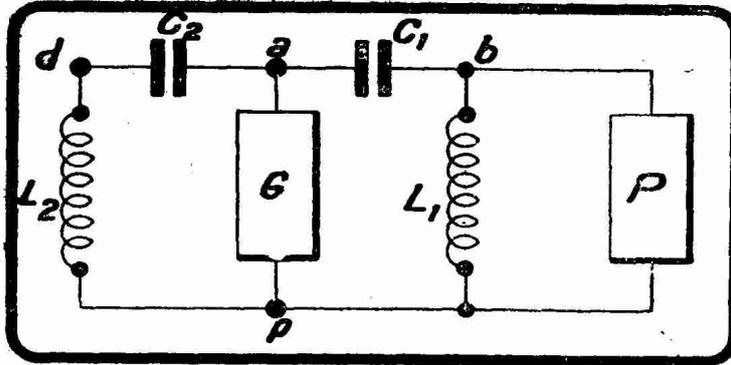


FIG. XVI-23-5. — Le principe du neutrodyne Hazelline.

c'est-à-dire :

$$(1) \quad \frac{C_1}{C_2} = \frac{E_2}{E_1}$$

Comme il ne doit y avoir à la neutralisation aucune différence de potentiel entre les points  $a$  et  $p$ , bornes de  $G$ , le point commun des bobines  $L_1$  et  $L_2$  se trouve au même potentiel que le point commun des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  ; il en résulte que  $E_1$  et  $E_2$ , tensions aux bornes de  $C_1$  et  $C_2$ , représentent également

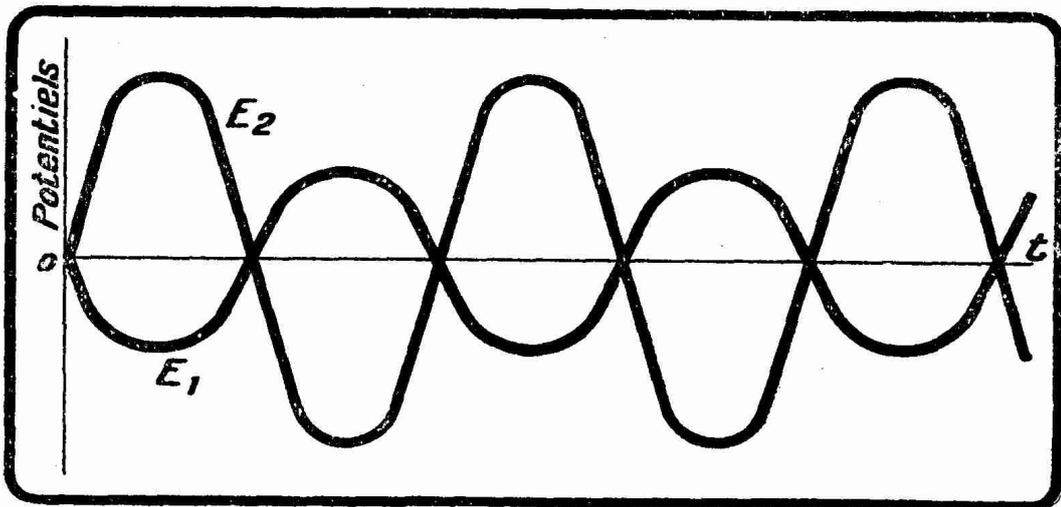


FIG. XVI-23-6. —  $E_1$  tension aux bornes de  $C_1$  (et aussi de  $L_1$ ).  
 $E_2$  tension aux bornes de  $C_2$  (et aussi de  $L_2$ ).

les tensions aux bornes de  $L_1$  et de  $L_2$ .  $E_2$  résulte de  $E_1$  par l'effet du couplage serré  $L_1 L_2$ . En appliquant à ce couplage la formule classique des transformateurs, il vient :

$$(2) \quad \frac{E_2}{E_1} = \frac{N_2}{N_1}$$

$N_1$  et  $N_2$  étant les nombres de tours des enroulements  $L_1$  et  $L_2$ , quelle que

soit la forme de ces enroulements (tours jointifs, nid d'abeilles, etc.). (1) et (2) donnent :

$$(3) \quad \frac{C_1}{C_2} = \frac{N_2}{N_1}$$

Cette relation (3) exprime la condition d'équilibre du pont de la figure XVI-23-5, c'est-à-dire la condition pour qu'aucune tension existant en *b* du fait de *P* ne vienne modifier l'état électrique du point *a* du circuit *G*. Elle définit donc la *capacité de neutralisation*  $C_2$  qu'il faut utiliser pour des valeurs données de  $C_1$  et

du rapport  $\frac{N_1}{N_2}$ .

On démontre, par un raisonnement de simplicité analogue, que si l'on considère une tension alternative aux bornes de *G*, la relation (3) exprime la condition pour qu'aucune tension ne prenne naissance aux bornes de *P*, par transmission à travers  $C_1$ . Donc, si aucun potentiel de *P* n'influe sur *G*, aucun potentiel de *G* n'influera sur *P*.

Si  $C_2$  est inférieur à la valeur que lui assigne la relation (3), le couplage grille-anode produit par  $C_2$  est dans le même sens que celui dû à  $C_1$  ; tout se passe comme s'il n'y avait pas de neutralisation. Si  $C_2$  est supérieur à sa valeur tirée de (3), le couplage grille-anode produit par  $C_2$  est en sens inverse du couplage produit par  $C_1$ , il en résulte que les phases des tensions et des courants produits dans un des circuits *G* et *P* par l'autre seront en sens inverse de celui qu'elles auraient eu sans neutralisation : la lampe accroche. La variation de  $C_2$  produit ainsi un effet analogue à celui du couplage électromagnétique des deux circuits *P* et *G*, la valeur de  $C_2$  satisfaisant à la relation (3), correspondant à une induction mutuelle nulle entre *P* et *G*.

3° *Réalisation pratique.* — Considérons la lampe de la figure XVI-23-7 représentée par sa grille et son anode, son circuit grille *G* et son circuit d'anode *P*.

Appliquons à la capacité grille d'anode  $C_1$ , dessinée en pointillé, la méthode de neutralisation que nous venons d'indiquer.

La bobine  $L_1$  de la figure XVI-23-5, en parallèle sur le circuit d'anode *P*, sera constituée, figure XVI-23-7, par la bobine  $L'$  elle-même du circuit oscillant d'anode. La bobine  $L_2$  sera constituée par une bobine  $L_n$  supplémentaire couplée à  $L'$  et réunie à *a* par un condensateur  $C_n$  qui correspond au condensateur de neutralisation  $C_2$  de la figure XVI-23-5. Les flux dans  $L'$  et  $L_n$  doivent être inversés comme il a été dit.

Si la lampe de la figure XVI-23-7 est couplée à la suivante par un condensateur (montage du type C119), il faut utiliser pour le neutrodynage une bobine  $L_n$  supplémentaire, et l'on obtient le schéma classique de la figure XVI-23-8 qui représente un C119 neutrodyné à accord Bourne.

Si nous continuons à désigner par  $C_1$  la capacité grille-anode à neutraliser, on aura, dans le cas de la figure XVI-23-8 :

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

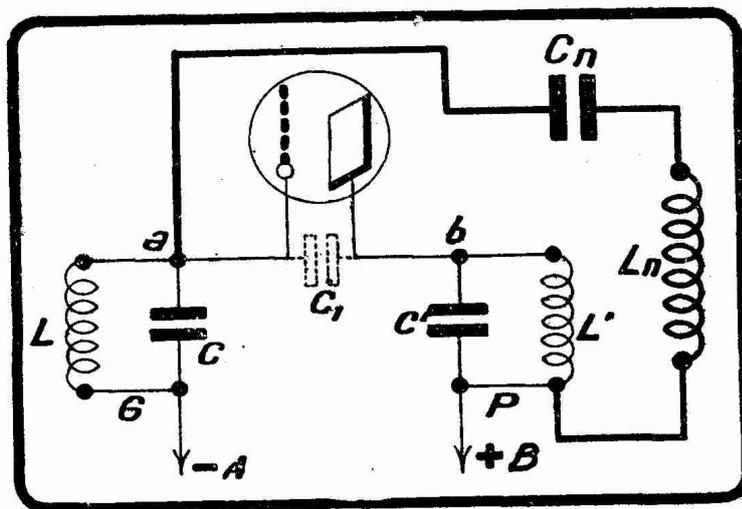


FIG. XVI-23-7. — Application du neutrodyné à la figure XVI-23-2.

$N'$  et  $N_n$  étant les nombres de tours des bobines  $L'$  et  $L_n$ . Le couplage  $L' L_n$  peut être remplacé par une seule bobine  $L''$  à prise  $p$  généralement médiane (nid d'abeilles à trois broches par exemple). Cette bobine unique  $L''$  est alors montée comme le montre la figure XVI-23-9. Les pôles réunis en  $p$  sont bien de noms contraires comme l'exige la théorie. La partie de la bobine  $L''$  shuntée par

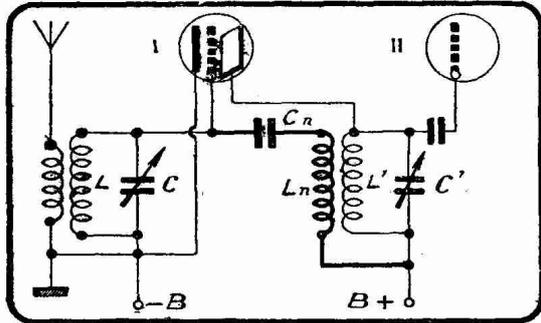


FIG. XVI-23-8. — Une réalisation pratique de neutrodyne.

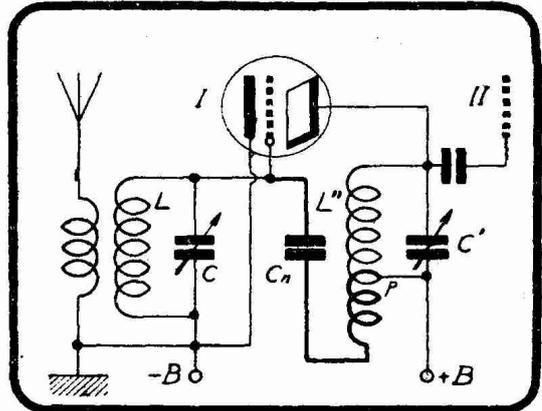


FIG. XVI-23-9. — Autre réalisation pratique.

le condensateur de résonance  $C'$  conserve les nombres de tours classiques ou, en tout cas, en possède un nombre très peu différent.

Si la lampe de la figure XVI-23-7 est couplée à la suivante par un transformateur haute fréquence (montage du type de la figure XVI-23-1 B), la bobine  $L_n$  de cette figure XVI-23-7 sera constituée par le secondaire du transformateur en

supposant que ce secondaire, convenablement branché ou enroulé, ait, par rapport au primaire, le flux de sens nécessaire à l'action neutralisante <sup>(1)</sup>.

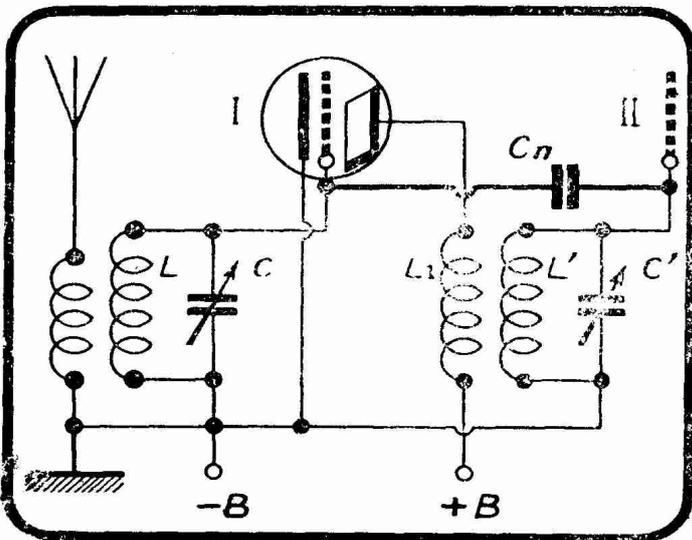


FIG. XVI-23-10. — Neutrodyne dans le cas d'une liaison par transformateur.

teur de la figure XVI-23-1 B. Ici,  $C_n$  est déterminé par la relation :

$$\frac{C_n}{C_1} = \frac{N'}{N_1}$$

(1) Dans le cas d'une liaison par transformateur, au lieu de constituer la bobine auxiliaire par le secondaire du transformateur, on peut la réaliser par une bobine supplémentaire couplée de manière serrée au primaire  $L'$ . C'est ce qui se pratique dans les neutroynes dits « à prise médiane sur le primaire du transformateur de liaison ». La moitié du primaire insérée dans le circuit d'anode + B correspond à l'enroulement  $L'$ , l'autre moitié à l'enroulement  $L_n$ .

(2) Lorsque la lampe qui suit la lampe à neutrodyner est une détectrice contenant dans sa grille un condensateur de détection, il est préférable de réunir  $C_n$ , d'une part, à la grille de la lampe I et, d'autre part, à l'extrémité du condensateur de détection non reliée à la grille de la détectrice.

$N_1$  et  $N'$  étant les nombres de tours des bobines  $L_1$  (primaire du transformateur haute fréquence) et  $L'$  (secondaire du transformateur haute fréquence),  $C_1$  la capacité parasite grille-anode.

Pratiquement,  $\frac{N_1}{N'}$  varie entre  $1/4$  et  $1$ , d'où il résulte que  $C_n$  varie entre

$C_1$  et  $\frac{C_1}{4}$  Dans le cas du montage neutrodyne préconisé par Hazeltine on avait

$N' = 4 N_1$  ; autrement dit, le transformateur haute fréquence  $L_1L'$  était de rapport 4. Voici d'ailleurs, pour ceux de nos lecteurs qui seraient séduits par le montage de la figure XVI-23-10, les indications nécessaires à la construction du transformateur  $L_1L'$ .

Le circuit L'C' détermine la longueur d'onde de résonance. Le condensateur C' aura 500 micromicrofarads ; il sera variable. On choisira L' suivant les ondes auxquelles on s'intéresse, c'est-à-dire :

Pour les ondes inférieures à 600 mètres, bobinages cylindriques à une seule couche en spires jointives de fil 6/10 deux couches coton ; le diamètre du cylindre de carton sera de 8 centimètres, les nombres de tours variant entre 25 et 60 suivant la bande que l'on veut couvrir ;

Pour les ondes supérieures à 600 mètres, on pourra prendre des nids d'abeilles de 60 à 250 tours.

En  $L_1$  on adoptera un bobinage comportant deux ou trois fois moins de tours que  $L'$ . Si  $L'$  est cylindrique on enroulera  $L_1$  autour de  $L'$  après avoir disposé pour la séparation des bobinages une ou deux épaisseurs de papier assez fort. Si  $L'$  est un nid d'abeilles ou tout autre genre d'enroulement, on adoptera pour  $L_1$  un enroulement de même nature ; le couplage  $L_1L'$  sera toujours très serré et fixe. Les flux dans  $L_1$  et  $L'$  seront inversés ; c'est là une simple question de sens de connexions sur  $L'$ .

La bobine L de la figure XVI-23-10 peut être soit un cadre, soit un secondaire d'accord Bourne. Le condensateur C aura la valeur classique, c'est-à-dire 500 picofarads.

La méthode illustrée figure XVI-23-10 peut s'appliquer à un amplificateur haute fréquence à transformateurs d'un grand nombre d'étages. On peut même dire que c'est dans ce cas qu'elle est particulièrement intéressante, car plus un amplificateur comporte d'étages moins sa stabilité est satisfaisante. La figure XVI-23-11 montre, par exemple, un amplificateur à trois étages haute fréquence à transformateurs précédant une détection montée entre a et b. Les trois premières lampes sont neutrodynées. Des oscillations locales ne sont alors prévues que dans la lampe détectrice, montée entre a et b. La possibilité du déclenchement de ces oscillations est nécessaire dans le cas de l'utilisation du montage à la réception des ondes entretenues.

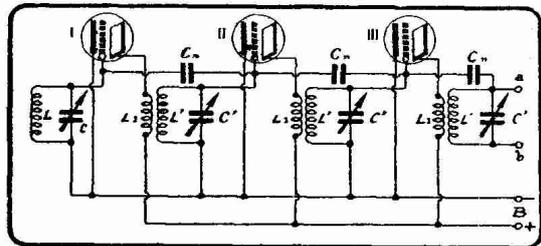


FIG. XVI-23-11. — Neutrodynage d'un amplificateur HF à trois étages.

Les trois transformateurs  $L_1L'$  de la figure XVI-23-11 sont identiques au transformateur  $L_1L'$  la figure XVI-23-10 dont il a été question plus haut. On se reportera également pour le circuit oscillant d'accord LC à ce qui a été dit à propos de la figure XVI-23-10. La figure XVI-23-11 s'accommode fort bien d'un cadre, soit dit en passant.

Les capacités  $C_n$  des figures XVI-23-8, XVI-23-9, XVI-23-10 et XVI-23-11 ne se calculent pas, car on ne connaît pas  $C_1$  avec exactitude.  $C_1$  n'est pas seulement, en effet, constitué par la capacité entre grille et anode, capacité que l'on pourrait à la rigueur connaître par construction, mais encore par la capacité entre les fils d'amenée de grille et d'anode dans le pied de la lampe et dans son support, et enfin par les diverses capacités qui peuvent résulter, dans l'intérieur

du montage lui-même, de connexions trop rapprochées et parallèles.  $C_n$  varie suivant les lampes, les dispositions des montages et les rapports  $\frac{N_1}{N'}$ . Les

valeurs oscillent entre 2 et 30 picofarads.

Aussi dans tous les cas pratiques détermine-t-on  $C_n$  par tâtonnements en utilisant la méthode suivante : se régler sur une station assez forte, éteindre la lampe haute fréquence pour laquelle on cherche  $C_n$  et écouter avec la ou les lampes restantes ; on continuera d'entendre la station, car les oscillations passeront à travers la capacité grille-anode de la lampe éteinte ; en réglant alors  $C_n$  on trouve une valeur correspondant sinon à une extinction complète de l'audition, du moins à un affaiblissement très net ; cette valeur est la valeur cherchée. On peut mettre de la sorte au point la neutralisation d'un amplificateur à plusieurs étages en commençant par les lampes les plus rapprochées de l'accord proprement dit (circuit LC des figures XVI-23-8, XVI-23-9, XVI-23-10, XVI-23-11).

Il existe dans le commerce de petits condensateurs variables, dits condensateurs de neutrodyne, qui peuvent, s'ils sont de capacité assez faible, être utilisés en  $C_n$ . Malheureusement, il arrive que ces condensateurs, pour des rapports

$\frac{N_1}{N'}$  plus petits que 1, aient une capacité trop élevée. Il faut alors, comme l'a

conseillé le professeur Hazeltine lui-même, constituer  $C_n$  en glissant par-dessus



FIG. XVI-23-12. — Réalisation pratique d'un condensateur de faible capacité utilisable comme condensateur de neutrodyne.

deux fils de 20/10 rigides isolés au soupliso et reliés aux deux grilles, un manchon métallique de 30 à 35/10 dont le déplacement fait varier la capacité de l'ensemble (fig. XVI-23-12).

Les postes neutrodynes se caractérisent par leur grande sensibilité, due à une amplification haute fréquence accrue par suite du fonctionnement de chaque étage au point de résonance exacte des circuits grille et

anode. Cette sensibilité s'accompagne d'une sélectivité des plus satisfaisantes (1) dont on peut d'ailleurs doser le degré en faisant intervenir le couplage par filtre de bande.

Le chauffage des filaments n'a dans ces postes aucune influence sur l'accrochage et le décrochage, la ou les capacités de neutralisation empêchant dans tous les cas l'amorçage des oscillations dans les lampes haute fréquence. La stabilité de fonctionnement est donc absolue.

Les neutrodynes se prêtent particulièrement bien à l'équipement en commande unique. Il est, en effet, assez facile dans le montage de la figure XVI-23-11 de construire les transformateurs  $L_1L'$  de telle façon que les condensateurs variables  $C'$  aient tous même capacité pour une longueur d'onde donnée.

Enfin, dernière qualité et non la moins appréciable, les neutrodynes ne donnent pas le « bruit de fond » si gênant dans les postes classiques.

La possibilité de neutrodynner un amplificateur haute fréquence quelconque ne dispense pas de le réaliser en apportant un soin tout particulier à la qualité des divers accessoires, à la disposition de ces accessoires et au câblage qui les réunit. Si le neutrodynage permet, en effet, de détruire l'action nuisible des capacités parasites entre grille et anode, on reste sans recours contre un amor-

(1) Sur 400 mètres il est courant de séparer des stations ne différant en longueur d'onde que d'une dizaine de mètres, et cela même si l'une d'elles est une station locale.

tissement excessif des circuits et contre les couplages électromagnétiques grille-anode, couplages que des câblages trop hâtivement faits ne peuvent qu'augmenter dans de fortes proportions. Il y a lieu, en particulier dans des postes à plusieurs étages HF du type de la figure XVI-23-11, de disposer les divers transformateurs de liaison  $L_1L'$  de telle façon qu'ils n'aient les uns sur les autres aucune action électromagnétique. De là le fameux angle de  $54^\circ$  préconisé pour certains transformateurs par les Américains comme étant l'angle optimum que doit faire avec l'horizontale l'axe d'un ensemble  $L_1L'$ ...

Le blindage des circuits constitue enfin la meilleure protection contre les couplages entre circuits d'entrée et circuits de sortie.

#### 4° Extension du neutrodynage à l'amplification HF de puissance (émission).

— Les procédés de neutralisation de la capacité grille-anode des triodes dont il vient d'être question dans ce paragraphe à propos de l'amplification HF de tension mise en œuvre en réception, sont applicables à l'amplification HF de puissance que l'on utilise en émission (généralement amplification classe B ou classe C).

Un montage amplificateur HF de puissance très fréquemment employé est le montage push-pull de la figure XVI-23-13. La neutralisation s'effectue très simplement en reliant la grille de chaque lampe à l'anode de l'autre par un petit condensateur à air de 20 pF environ. Ces petits condensateurs sont indiqués en  $C_n$  et leurs branchements figurés en gros traits.

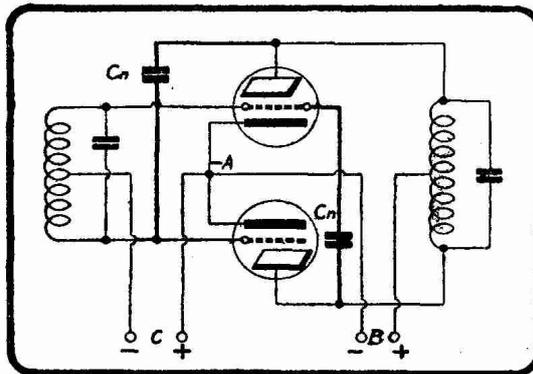


FIG. XVI-23-13. — Neutrodynage d'un amplificateur HF de puissance du type push-pull.

**5° Conclusion.** — La lampe triode, du fait de sa capacité grille-anode importante, ne peut être utilement employée en amplificatrice HF que si on lui adjoint une capacité de neutralisation, laquelle, après mise au point convenable, empêche les oscillations de s'amorcer au voisinage immédiat de l'accord exact des circuits d'entrée (grille) et de sortie (anode). C'est une indéniable complication.

Nous verrons que les lampes tétrodes et pentodes peuvent être construites de manière à présenter une capacité grille-anode pratiquement nulle : elles n'ont pas besoin d'être neutrodynées. Cet avantage, joint aux amplifications considérables que ces tétrodes et pentodes permettent d'obtenir, les ont fait universellement adopter en amplification HF (dispositions des figures XVI-23-1 A, B, C) tant en réception qu'en émission, à la place des triodes, dont le domaine actuel est restreint à l'amplification de tension et de puissance, à la détection et à la création d'oscillations entretenues.

Les triodes sont cependant à nouveau utilisées, dans des montages spéciaux à la télévision, ainsi qu'il est indiqué ci-dessous.

### § 24. — Amplificateurs à triodes pour télévision.

Ainsi qu'il a été dit à la fin du paragraphe précédent, les triodes, quelles qu'elles soient, se prêtent mal au montage haute fréquence normal, à cause de leur capacité grille-plaque trop élevée.

A propos de la déphaseuse cathodyne (§ 21 et figure XVI-21-17), on a vu que la cathode pouvait être utilisée comme électrode de sortie, son circuit étant couplé par résistances-capacité à la grille de l'une des lampes finales.

Des montages analogues ont été imaginés en haute et en basse fréquence en utilisant le circuit cathodique soit à l'entrée, soit à la sortie. En haute fré-

quence, on peut aussi utiliser le montage normal, mais en push-pull et neutrodyné.

Nous donnons ici quelques montages utilisés en télévision.

### I. — AMPLIFICATEURS HAUTE FRÉQUENCE

La plupart des étages amplificateurs à triodes sont utilisés surtout à l'entrée, et sont donc attaqués par une antenne, comme indiqué dans le paragraphe consacré aux antennes de télévision. Un amplificateur de télévision doit amplifier uniformément une large bande de fréquences.

Si la fréquence de l'émission est 46 Mc/s, la bande à amplifier devra être, suivant le système adopté, soit comprise entre 46 et 49,5 Mc/s (simple bande), soit entre 42,5 et 49,5 Mc/s (double bande). Désignons cette bande par  $\Delta f$  et soit  $\Delta\omega$  la même bande exprimée en pulsations. On aura  $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ .

La sélectivité correcte est celle qui correspond à une amplification de 70 % aux fréquences (ou pulsations) extrêmes de la bande. Les formules que nous donnons plus bas correspondent à une amplification uniforme dans une bande  $\Delta\omega$  avec 70 % d'amplification aux extrémités de la bande.

*Dans toutes les formules :*

A est un nombre sans dimension, représentant l'amplification ;

$\Delta\omega$  se mesure en radians/seconde ;

C (capacité) en farads (F) ;

L (self) en henrys (H) ;

r ou R (résistances) en ohms ( $\Omega$ ).

On sait que le  $\mu\mu\text{F}$  ou pF est égal à  $10^{-12}$  F et que le microhenry ( $\mu\text{H}$ ) vaut  $10^{-6}$  H.

Une pulsation de 20 mégaradians/seconde s'écrit  $20 \cdot 10^6$  rad./s. et une fréquence de 46 Mc/s s'écrit aussi  $46 \cdot 10^6$  c/s.

*Montage push-pull neutrodyné :*

Celui-ci est indiqué sur la figure XVI-24-1. Les condensateurs de neutrodynage sont  $C_n$ ,  $R_k$  est la résistance de polarisation automatique,  $C_1$  la capacité parasite entre les deux grilles,  $C_0$  celle qui existe entre les deux plaques.

Les valeurs des éléments sont :

$$C_2 = C_3 = 270 \text{ pF}, \quad C_n = 1,2 \text{ pF},$$

$$C_4 = 1.500 \text{ pF},$$

$$C_k = 1.500 \text{ pF},$$

$$R_1 = 150 \Omega, \quad R_2 = 4.700 \Omega,$$

$$R_3 = 1.000 \Omega,$$

$$R_k = 50 \Omega.$$

La bobine  $L_1$  est une bobine d'arrêt de 2 mH à prise médiane. La bobine  $L_2$  se calcule par la formule de Thomson :

$$L_2 = \frac{1}{4\pi^2 F^2 C_0}$$

lorsque l'on connaît  $C_0$ , qui peut être de l'ordre de 10 à 20 pF.

La lampe à utiliser est une 6J6 R.C.A.

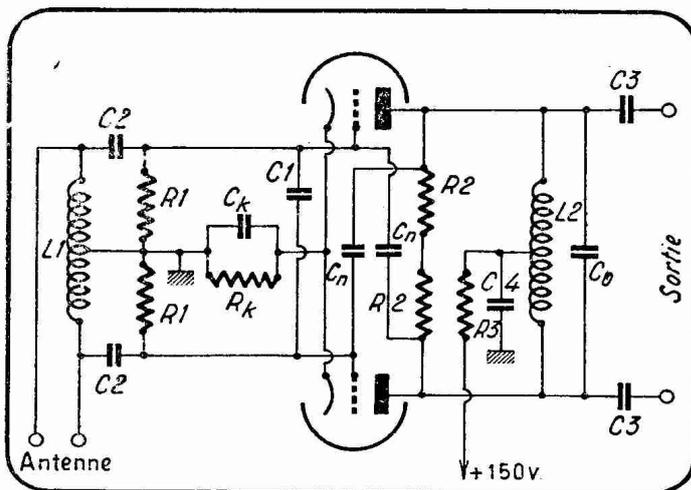


FIG. XVI-24-1. — Push-pull neutrodyné. Les deux triodes constituent une seule double triode du type 6J6 R.C.A.

L'amplification de ce montage est donnée par la formule suivante :

$$A = \frac{S}{\Delta\omega\sqrt{C_1C_0}}$$

S étant la pente exprimée en A/V.

Soit, par exemple,  $S = 0,0053$  A/V.

$$\Delta\omega = 2\pi \cdot 6 \cdot 10^6 \text{ rad/s,}$$

$$C_1 = 7,5 \cdot 10^{-10} \text{ F,}$$

$$C_0 = 6,5 \cdot 10^{-10} \text{ F.}$$

L'amplification sera :

$$A = \frac{53 \cdot 10^{-4}}{2\pi \cdot 6 \cdot 10^6 \sqrt{7,5 \cdot 6,5 \cdot 10^{-20}}}$$

On trouve  $A = 20$  environ.

Ce montage est réalisé actuellement (juillet 1948) dans de nombreux récepteurs de télévision R.C.A.

*Montage avec sortie par le circuit cathodique :*

Celui-ci est schématisé sur la figure XVI-24-2.

En adoptant les valeurs des éléments suivantes :

$$C_1 = 25 \text{ pF, } C_0 = 25 \text{ pF, } R_0 = 4.000 \text{ } \Omega,$$

on a une amplification de 4, grâce aux rapports éleveurs des transformateurs  $L_1$  et  $L_0$ , dont les rapports respectifs sont approximativement :  $T_1 = 3,5$  et  $T_0 = 2$ .

La formule générale approchée donnant l'amplification est :

$$A = \sqrt{S/\Delta\omega C_0}$$

La lampe à utiliser est une 6J4 ou un élément de 6J6. Les données numériques citées plus haut correspondent à une 6J6.

*Montage avec entrée au circuit cathodique :*

On utilise encore un autotransformateur  $L_1$  à l'entrée (figure XVI-24-3). La grille est reliée directement à la masse et joue, en somme, le même rôle que l'écran dans les tétrodes et les pentodes.

L'amplification est donnée par la formule approchée :

$$A = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{k}{(\Delta\omega C_0 r_i - 1) r_s \Delta\omega C_0}}$$

dans laquelle

- k = coefficient d'amplification,
- $r_i$  = résistance interne de la lampe,
- $r_s$  = résistance de l'antenne.

Si, par exemple, on a  $k = 35$ ,  $r_i = 7.000 \text{ } \Omega$ ,  $r_s = 70 \text{ } \Omega$ ,  $\Delta\omega = 5 \cdot 10^7 \text{ rad/s}$ ,  $C_0 = 25 \text{ pF}$   $[= 25 \cdot 10^{-10} \text{ F}]$ , on trouve  $A = 3,57$ .

La bobine  $L_0$  devra être shuntée par  $1.200 \text{ } \Omega$  environ. Le rapport de transformation de  $L_1$  sera approximativement égal à 6. La lampe sera une 6J6, par exemple, ou encore une 6J4.

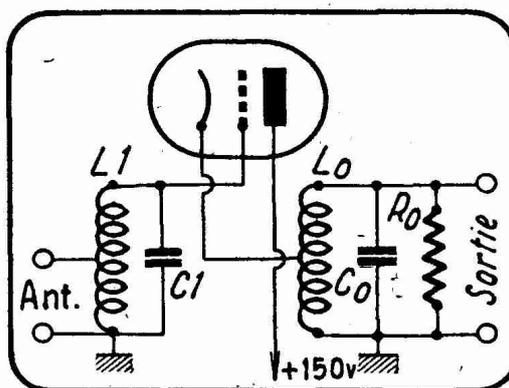


FIG. XVI-24-2. — Montage « cathode-follower » pour H.F.

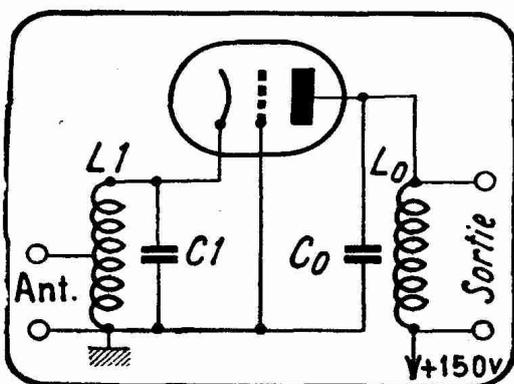


FIG. XVI-24-3. — Entrée au circuit cathodique et sortie au circuit anodique.

## II. — AMPLIFICATEURS BASSE FRÉQUENCE.

Le montage cathodyne peut se simplifier en reliant la plaque directement au + HT, ce qui crée le fameux « cathode-follower », que l'on traduit en français par « montage à sortie par la cathode » (fig. XVI-24-4). Dans ce montage, l'amplification est inférieure à l'unité et ne présente d'intérêt que pour les principales raisons suivantes ;

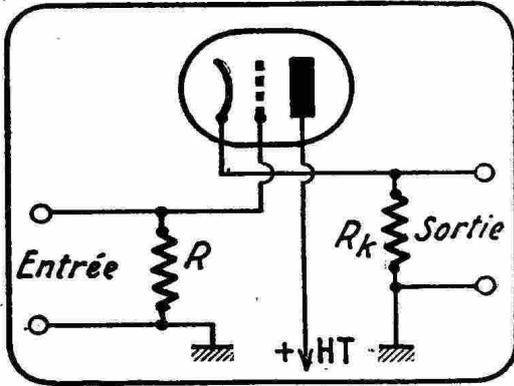


FIG. XVI-24-4. — Montage « cathode-follower » en basse fréquence ou vidéo-fréquence.

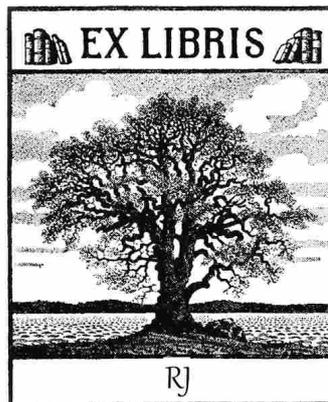
1° La tension de sortie est en phase avec la tension d'entrée ;

2° La résistance  $R_k$  étant faible, on a un véritable transformateur d'impédance. On attaque à l'entrée sur une résistance  $R$  très élevée, et on obtient à la sortie une tension en phase avec la première, de valeur un peu plus faible que celle d'entrée, et cela sur une faible résistance (quelques centaines d'ohms, par exemple).

Ce montage présente un intérêt pour joindre une sortie de tension de forte résistance à un amplificateur situé à une distance appréciable. Le câble de liaison peut avoir une capacité relativement importante sans que l'amplification des fréquences élevées soit sensiblement diminuée.

En télévision, on relie souvent la sortie de l'amplificateur de fréquence (dit « vidéo-fréquence ») au tube cathodique, par un câble précédé d'un étage « cathode-follower ».

Ce montage se réalise aussi avec des pentodes. En émission, le « cathode-follower » trouve de nombreuses applications, ainsi que dans la technique du cinéma et de l'enregistrement.



## CHAPITRE IV

## LA LAMPE TRIODE ET LA FONCTION OSCILLATRICE

## § 25. — Définitions et comparaisons mécaniques.

Nous allons examiner dans ce chapitre les conditions dans lesquelles des oscillations s'amorcent dans des circuits couplés de manière convenable avec une lampe triode ; en d'autres termes, nous allons étudier la fonction oscillatrice de la lampe à trois électrodes. Cette fonction qui, au premier abord, semble n'intéresser que l'émission, joue un rôle capital en réception, comme nous le verrons à propos de la lampe montée en détectrice à réaction et de la théorie du changement de fréquence. Il est d'autre part de nombreuses circonstances où, dans les circuits associés à une lampe triode, des oscillations indésirables prennent naissance ; il est utile d'être en mesure d'empêcher ces oscillations de se produire, donc de connaître leurs conditions de production.

La fonction oscillatrice de la lampe triode a été découverte, en 1913, presque simultanément, en Allemagne par Meissner et aux Etats-Unis par Armstrong. La priorité semble appartenir à Meissner.

Avant de donner une étude physique précise du mécanisme par lequel une lampe triode entretient des oscillations électriques, nous allons exposer la question sous sa forme élémentaire classique.

Nous avons vu que l'on utilisait deux sortes d'ondes : les ondes amorties et les ondes entretenues. Ces ondes amorties ou entretenues étant la conséquence, du côté émission, d'oscillations électriques amorties ou entretenues et ayant pour conséquence, du côté réception, des oscillations électriques amorties ou entretenues, nous pouvons discuter sur ces oscillations en laissant de côté les ondes.

Considérons un pendule simple OA (fig. XVI-25-1) que nous déplaçons de sa position d'équilibre. Nous avons vu qu'un tel dispositif, abandonné à lui-même après avoir été déplacé de sa position d'équilibre, oscille autour de cette position avant d'y revenir. Si nous inscrivons graphiquement le mouvement de ce pendule, nous obtenons une courbe du genre de celle de la figure XVI-25-2, qui représente une oscillation amortie.

Le pendule oscille autour de sa position d'équilibre en s'éloignant de moins en moins à chaque oscillation de cette position : le mouvement s'arrête au bout d'un certain temps. Cet amortissement du mouvement est dû aux frottements de toutes sortes qui s'opposent à ce mouvement.

Considérons, au contraire, le balancier d'une horloge. Ce balancier est déplacé de sa position d'équilibre et ses oscillations autour de cette position sont entretenues par le mécanisme de l'échappement. Par ce mécanisme, on communique au balancier une petite impulsion à un certain moment de chaque

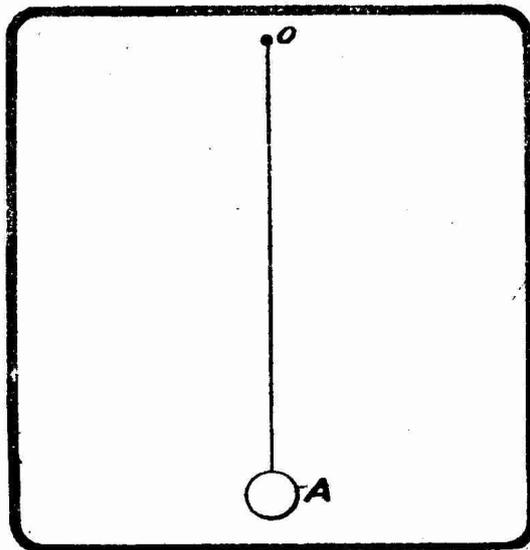


FIG. XVI-25-1. — Pendule simple dont les oscillations servent de comparaison mécanique aux oscillations électriques amorties ou entretenues.

oscillation et dans le sens convenable. Cette impulsion compense les pertes

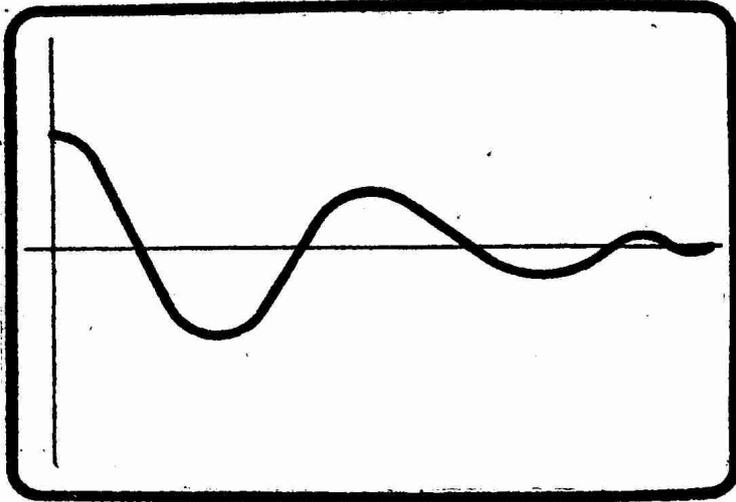


FIG. XVI-25-2. — Oscillations amorties.

d'énergie qui se produisent par suite des diverses sortes de frottement qui tendent à s'opposer aux oscillations. Il y a donc un transfert d'énergie au balancier à chaque oscillation, transfert qui entretient, qui maintient l'état oscillatoire. Cette énergie est soustraite au mouvement d'horlogerie qui sert de moteur à l'appareil. L'échappement a, en résumé, pour rôle de libérer au moment et dans le sens voulu une partie de l'énergie du moteur pour compenser les pertes d'énergie subies par le balancier. Les oscillations sont *entretenu*es et repré-

sentées graphiquement par la figure XVI-25-3. Ces oscillations ne cessent que

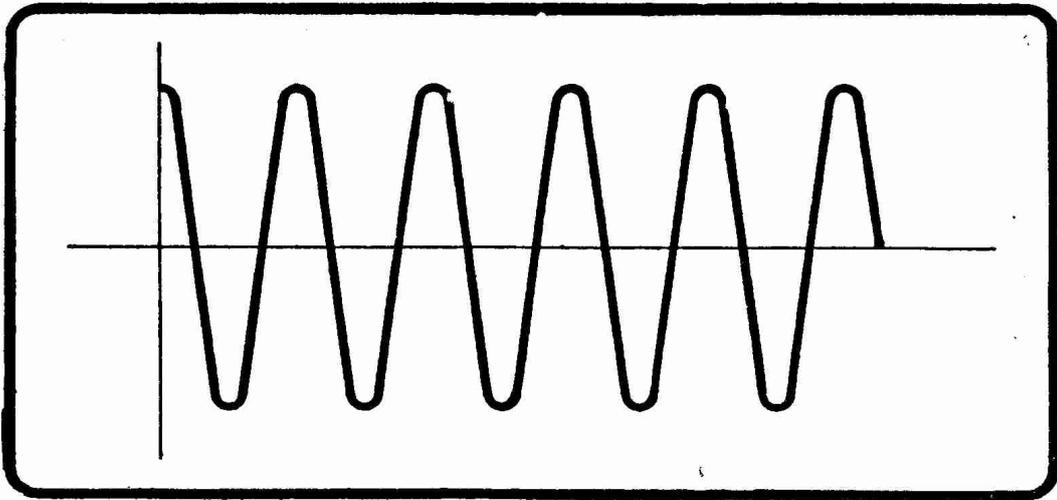


FIG. XVI-25-3. — Oscillations entretenues.

lorsque l'énergie contenue dans le moteur est complètement épuisée.

### § 26. — Exposé élémentaire de la théorie de la fonction oscillatrice de la lampe triode.

Nous avons donné l'exemple de l'entretien des oscillations du balancier d'une horloge, car c'est ce mécanisme qui, par analogie, va nous permettre de comprendre comment on peut entretenir des oscillations électriques dans un circuit à l'aide de la lampe à trois électrodes.

Considérons, en effet, une lampe à trois électrodes, à chauffage direct pour fixer les idées, montée comme l'indique la figure XVI-26-1. Le filament  $f$  est chauffé par une batterie A. La grille  $g$  est réunie au point commun O (pôle négatif de la batterie A) par l'intermédiaire d'une bobine L'; l'anode  $p$  est, de son côté, reliée à O à travers le circuit oscillant LC, dans lequel il s'agit d'entretenir des oscillations (1), et la batterie B classique.

(1) La capacité C du circuit oscillant peut, dans la figure XVI-26-1 et dans tout ce qui suit, être évidemment réduite à la capacité propre de la bobine L.

Supposons qu'il existe un état oscillatoire dans le circuit oscillant LC, autrement dit, que ce circuit ait été « déplacé » de son équilibre électrique. Pour ce faire, il suffit, en admettant que le couplage  $LL'$  ait la valeur convenable, d'allumer le filament  $f$  ou d'appliquer brusquement la tension de la batterie B sur l'anode ; l'espace filament-anode  $fp$  devient conducteur ; un courant, fourni par la batterie B, s'établit dans L ; le circuit LC, ainsi déplacé de son équilibre électrique <sup>(1)</sup> oscille sur sa période propre  $T = 2\pi\sqrt{LC}$ . Si aucune nouvelle impulsion ne vient de la batterie B, les oscillations de LC s'amortissent, s'arrêtent. Pour *entretenir* les oscillations dans LC, il faut que la batterie B débite à travers L au moment convenable un courant qui vient compenser, à intervalles réguliers, l'amortissement du circuit LC. Dans le cas de l'horloge, l'entretien des oscillations du balancier est obtenu, nous l'avons vu, par une impulsion produite par le mouvement d'horlogerie ; le mécanisme de l'échappement provoque cette impulsion au moment voulu de la course du balancier. Dans le cas de la lampe, il s'agit d'obtenir une variation périodique du courant débité par la batterie B à travers L. Pour cela, il suffit d'agir sur la résistance de l'espace  $fp$ . Pour ce faire, nous savons qu'il faut modifier le potentiel grille. Si ce potentiel grille augmente, la résistance de l'espace  $fp$  diminue, le courant anode augmente ; si le potentiel grille diminue, la résistance de l'espace filament-anode augmente, le courant anode diminue : il n'y a, pour s'en souvenir, qu'à jeter un coup d'œil sur les courbes caractéristiques de la figure XVI-11-4.

Puisque LC oscille, il y a à travers L des variations de courant. Ces variations de courant produisent par le couplage  $LL'$  des variations du potentiel grille par rapport à l'extrémité O du filament, variations du potentiel grille qui provoquent des variations du courant anode. Si les variations ainsi produites du courant anode ont un sens convenable, elles entretiendront les variations du courant à travers L, courant dû à l'état oscillatoire du circuit LC. Ce « sens convenable » est une simple question de signe de l'induction mutuelle entre L et L', signe que nous préciserons dans le paragraphe 27. Le potentiel de la grille peut être, en effet, au même instant maximum ou minimum, suivant le sens de l'induction entre L et L'.

La grille joue donc le rôle de l'échappement dans une horloge. Ses variations de potentiel produisent des variations de débit de la batterie B, qui est ici le « réservoir d'énergie » aux dépens duquel se produisent les oscillations de LC.

### § 27. — Etude physique de la fonction oscillatrice de la lampe triode. Conditions d'entretien des oscillations.

Serrons d'un peu plus près le mécanisme qui préside à l'entretien d'oscillations électriques par lampe triode.

*Une lampe triode oscillatrice peut être considérée comme une lampe ampli-*

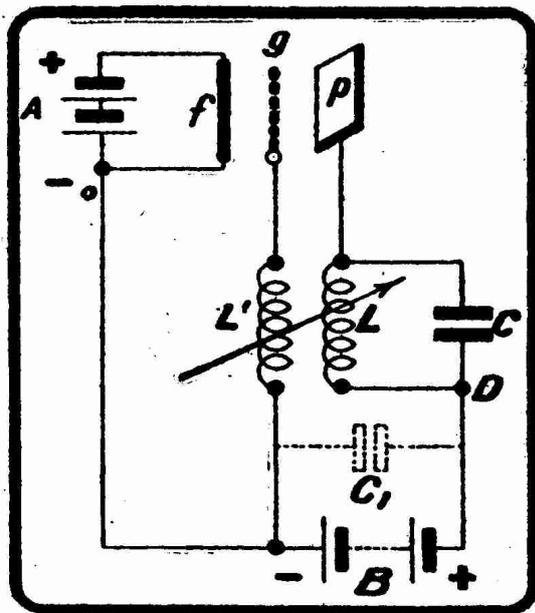


FIG. XVI-26-1. — Montage d'une triode oscillatrice. Le condensateur  $C_1$  sert à shunter la source de tension d'anode B

(1) Pour mettre en marche une horloge, il faut déplacer le balancier de sa position d'équilibre, lui donner un choc initial qui amorce la série des mécanismes assurant l'entretien des oscillations mécaniques. Dans le cas de la lampe à vide, cet amorçage est automatique.

ficatrice montée en classe C, dans laquelle la tension d'attaque de grille est fournie par la tension de sortie disponible dans le circuit d'anode.

Comme la tension d'attaque de grille d'une lampe amplificatrice n'est qu'une

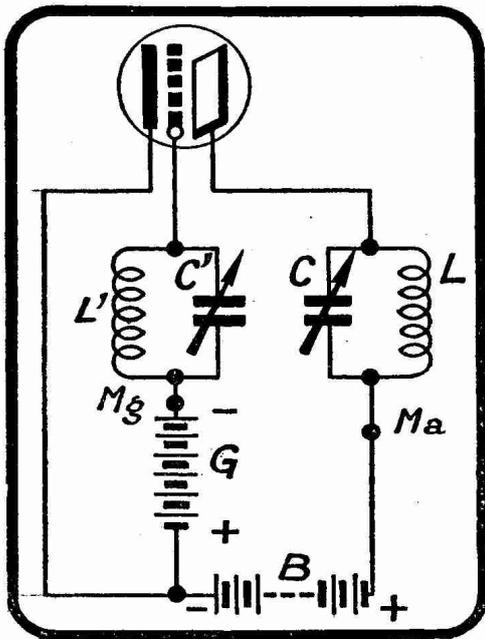


FIG. XVI-27-1. — Montage d'une lampe amplificatrice classe C. Il n'y a aucun couplage entre LC et L'C'. Le couplage par la capacité grille-anode de la lampe est au besoin éliminé par neutrodynage.

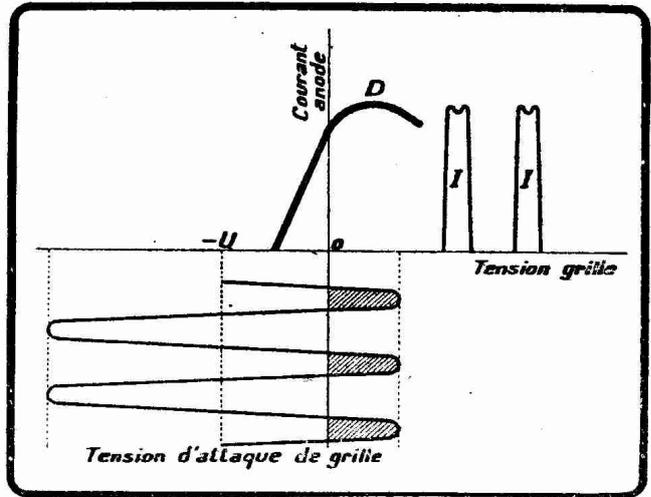


FIG. XVI-27-2. — Caractéristiques de fonctionnement d'une triode montée en amplificatrice classe C et aussi d'une triode montée en oscillatrice. Les parties hachurées correspondent au déclenchement du courant de grille (grille positive).

fraction de la tension de sortie — la lampe amplifie —, on comprend qu'il soit possible de distraire de cette tension de sortie les volts nécessaires à l'attaque de grille.

Puisque nous assimilons une lampe oscillatrice à une lampe amplificatrice classe C à auto-excitation, nous allons commencer par examiner ce qui se passe lorsque l'on applique à la grille d'une lampe classe C une tension d'attaque alternative que, pour simplifier, nous supposons sinusoïdale.

Considérons donc la lampe triode de la figure XVI-27-1. Dans la grille se trouvent :

Un circuit oscillant L'C' aux bornes duquel nous supposons que l'on dispose d'une tension alternative dont la fréquence est, bien entendu, définie par la relation de Thomson :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L'C'}}$$

Une source continue G, source de polarisation, dont la tension U est déterminée de telle façon que la grille se trouve dans les conditions d'attaque représentées figure XVI-27-2, dans laquelle D est la caractéristique dynamique tension grille-courant anode ; la grille devient positive au cours de ses oscillations et le courant d'anode n'est déclenché que pendant une partie de chaque alternance (pratiquement, le courant d'anode n'apparaît que pendant des laps de temps compris entre le tiers et les deux tiers de la durée de cette alternance, laquelle durée est la moitié de la période de l'oscillation d'attaque). On se trouve donc bien dans les circonstances de l'amplification classe C, comme on s'en convaincra en comparant la présente figure XVI-27-2 à la figure XVI-17-2.

Dans l'anode se trouvent :

Un circuit oscillant LC accordé sur la fréquence f ; nous supposons qu'il n'y a aucun couplage électromagnétique ou électrostatique entre LC et L'C' ;

Une source de tension continue B.

La lampe elle-même est une triode et la cathode représentée est soit une cathode à chauffage direct (filament), soit une cathode à chauffage indirect. Les lampes oscillatrices employées à l'émission sont à chauffage direct. Mais, en réception, les lampes oscillatrices dont on n'exige que de faibles puissances, sont à chauffage indirect.

La bobine L du circuit d'anode est donc traversée par des impulsions I dont la durée est inférieure à celle d'une demi-période de la tension d'attaque de grille et qui se produisent pour les alternances correspondant aux maxima de cette tension d'attaque. Ces impulsions déplacent LC de son équilibre électrique et, du fait de l'inertie électrique présentée par ce circuit, il naît aux bornes de LC une tension alternative ayant une fréquence double de la fréquence à laquelle se produisent les impulsions du courant d'anode, c'est-à-dire ayant la fréquence de la tension d'attaque de grille. Il se produit ici un phénomène comparable à celui que l'on observe dans une machine à vapeur dont le volant, soumis à des impulsions mécaniques régulières, tourne néanmoins à une vitesse uniforme, du fait de son inertie mécanique.

En pratique, on règle les conditions de fonctionnement (surtout amplitude de la tension d'attaque) de telle façon que l'amplitude de la tension alternative qui prend naissance aux bornes de LC ne dépasse pas et même n'atteigne pas tout à fait la valeur de la tension de la source continue B, cela afin que l'anode n'ait jamais une tension négative ou même nulle, par rapport à la cathode.

Un milliampèremètre à cadre mobile inséré dans l'anode, au point  $M_a$  par exemple, dévie lorsque la lampe amplifie, en indiquant le courant moyen correspondant aux impulsions I.

Un milliampèremètre à cadre mobile inséré dans la grille, au point  $M_g$  par exemple, dévie, en indiquant le courant moyen correspondant aux pointes positives de la tension d'attaque, pointes hachurées de la figure XVI-27-2.

Le courant d'anode ne s'écoule que pendant une partie de l'alternance d'attaque ; le courant grille n'apparaît que pendant un temps plus court encore. D'autre part, les valeurs instantanées du courant grille sont plus faibles que celles du courant d'anode. Il en résulte que le milliampèremètre  $M_g$  indiquera un courant moyen plus petit que le courant indiqué par  $M_a$ . En pratique, le courant moyen d'anode est de 5 à 7 fois le courant moyen de grille.

Cette disposition amplificatrice haute fréquence de la classe C est employée dans la pratique de l'émission lorsqu'il s'agit d'obtenir une amplification de puissance d'oscillations haute fréquence préexistantes. On se rend compte que la puissance que l'on peut recueillir dans l'anode est d'autant plus grande que l'amplitude des impulsions I est plus grande, donc que la caractéristique dynamique D est utilisée sur sa plus grande longueur possible. Il est donc utile, pour ne pas dire nécessaire, que la grille d'une lampe classe C puisse devenir positive pendant une partie de ses alternances les moins négatives. Mais il ne faut pas exagérer dans ce sens, car si la tension instantanée de grille devient supérieure à la tension instantanée d'anode, le courant grille prend une trop grande importance et la puissance dans le circuit LC diminue considérablement. Pratiquement, on s'efforce de réaliser un moyen terme.

Comme il circule un courant continu  $i_g$  dans le circuit de grille (composante continue des impulsions qui constituent le courant grille proprement dit), on peut créer la tension de polarisation U en faisant « chuter » ce courant le long d'une résistance R montée à la place de la source de polarisation G. R est donnée par une simple application de la loi d'Ohm :

$$R = \frac{U}{i_g}$$

Afin de ne pas introduire la résistance de R dans le circuit grille, on shunte cette résistance par un condensateur présentant une capacitance faible pour la fréquence f de la tension alternative d'attaque. Dans ces conditions, la figure XVI-27-1 se présente sous l'aspect de la figure XVI-27-3. La résistance

shuntée a l'avantage de produire une sorte d'auto-régulation, c'est-à-dire de régler automatiquement la tension de polarisation à la valeur voulue

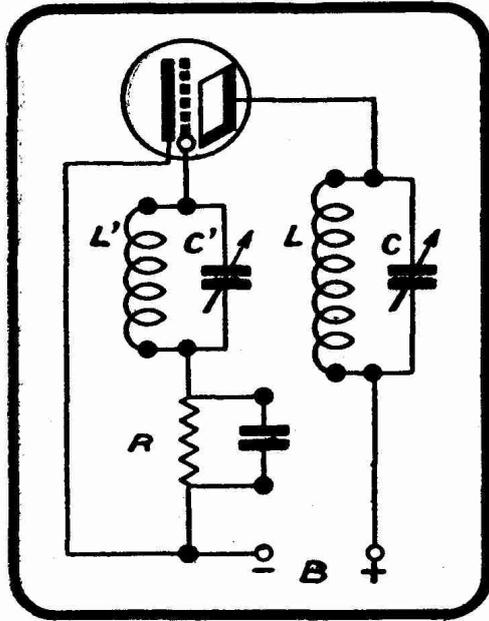


FIG. XVI-27-3. — Triode amplificatrice classe C dans laquelle la polarisation de grille est obtenue en faisant apparaître, grâce au courant grille, une tension aux bornes d'une résistance R.

L'amplitude de la tension alternative d'attaque de grille est un peu plus grande que la polarisation U. Comme on a affaire à une lampe montée en classe

E, U est de l'ordre de  $\frac{2E}{k}$ , k étant le coefficient d'amplification statique

de la lampe. L'amplitude de la tension alternative d'anode est donc au maximum

$\frac{k}{2}$  fois l'amplitude de la tension d'attaque de grille. Le k des lampes triodes

couramment employées dans l'application qui nous intéresse varie suivant les types entre 10 et 50. On voit donc que, en général, l'amplitude de grille est une petite fraction de l'amplitude d'anode. Il est raisonnable dans ces conditions de songer à distraire cette amplitude de grille de l'amplitude d'anode et d'entretenir ainsi des oscillations dans le circuit LC en lui restituant, aux moments opportuns, l'énergie qu'il perd. La réalisation de cette idée, qui est venue à l'esprit de tous les chercheurs qui eurent entre les mains des lampes amplificatrices, conduit à coupler de façon convenable le circuit LC au circuit L'C', de façon à assurer le report correct d'énergie de l'anode à la grille.

Nous voici parvenus au montage de la lampe en oscillatrice, montage qui dérive immédiatement, on le voit maintenant très clairement, du montage de la lampe triode en amplificatrice de la classe C.

Le couplage entre le circuit de grille et le circuit d'anode doit être établi de telle manière que les impulsions du courant d'anode se déclenchent lorsque la tension instantanée d'anode est minimum, cela afin de donner à LC, dans

d'après les conditions d'attaque de la grille, de telle façon que la grille devienne toujours positive pendant une partie des alternances les moins négatives de sa tension d'attaque et que, en conséquence, la puissance disponible dans LC conserve une valeur acceptable par rapport à la puissance consommée à la source B.

Cependant si, avec la disposition de la figure XVI-27-3, des oscillations d'attaque cessent d'être appliquées à la grille, le courant grille disparaît, ainsi, par conséquent, que la chute de long de la résistance R. La polarisation U devient égale à zéro ; la lampe n'est plus polarisée ; le courant d'anode permanent apparaît et peut atteindre des valeurs dangereuses pour la conservation de la lampe. Il suffit d'être prévenu et de ne jamais appliquer la tension d'anode lorsque la grille n'est pas attaquée. Pour se mettre à l'abri de tout accident, il est évidemment possible de monter des fusibles dans le circuit d'anode (1).

L'amplitude de la tension alternative qui apparaît aux bornes de LC est au plus égale à la tension E de la source B, et nous avons vu que cette valeur limite n'est pas, ne doit pas être atteinte en pratique.

(1) Du fait du risque que nous venons d'exposer, les lampes amplificatrices classe C sont, en pratique, toujours polarisées avec une source extérieure, comme le montre la figure XVI-27-1 et non par la méthode de la résistance shuntée par un condensateur, méthode qui n'est appliquée que dans le cas de la lampe oscillatrice, variante immédiate de la lampe classe C.

le sens voulu, le choc électrique qui assure la conservation de son état oscillatoire. Ces impulsions du courant d'anode se déclenchent lorsque la tension instantanée de grille est maximum (voir figure XVI-27-2), il en résulte que la tension reportée de l'anode à la grille doit être décalée de  $\pi$  par rapport à la tension qui apparaît aux bornes du LC. D'autre part, l'amplitude de la tension de grille doit être suffisante pour "produire" la puissance anodique nécessaire.

Si donc la tension alternative de l'anode de part et d'autre de la tension de la source B est représentée par la courbe *a* de la figure XVI-27-4, la tension de la grille, de part et d'autre de la polarisation — U, sera représentée par une courbe telle que la courbe *b* de la figure XVI-27-4. La courbe *a* et la courbe *b* sont décalées de  $\pi$ .

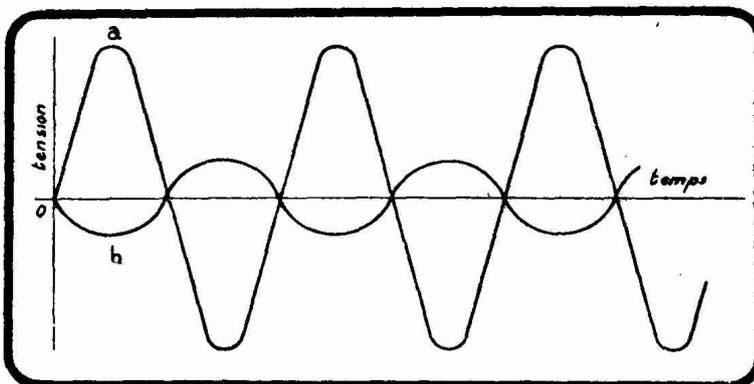


FIG. XVI-27-4. — Variations respectives de la tension instantanée d'anode (courbe *a*) et de la tension instantanée de grille (courbe *b*) dans le cas d'une triode oscillatrice.

Pour réaliser pratiquement le montage d'une lampe triode en oscillatrice, on part de la disposition de la figure XVI-27-3, dans laquelle on supprime le condensateur

C et on couple électromagnétiquement L à L' de telle façon que l'on obtienne entre la tension alternative d'anode et celle de grille, le décalage de la figure XVI-27-4. On tombe ainsi sur la figure XVI-27-5 dans laquelle O est soit le — du filament, dans le cas d'une lampe à chauffage direct, soit la cathode équipotentielle, dans le cas d'une lampe à chauffage indirect. Les conditions de fonctionnement de cette lampe de la figure XVI-27-5 sont représentées très exactement par les courbes de la figure XVI-27-2.

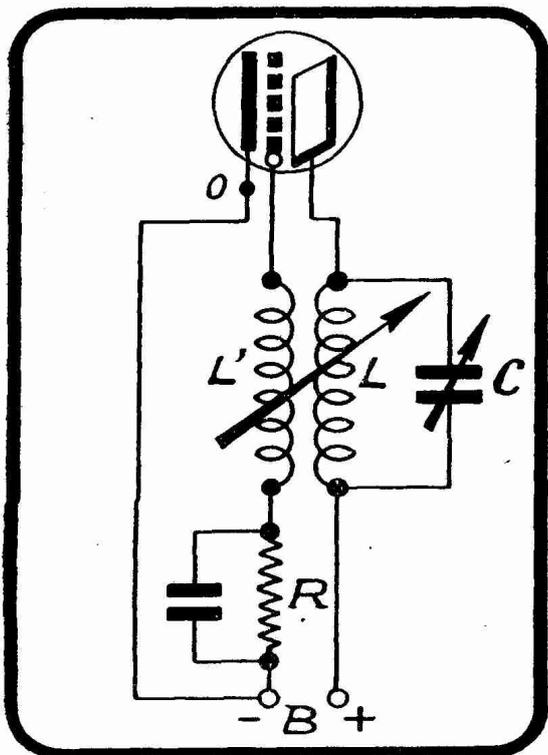


FIG. XVI-27-5. — Montage d'une triode oscillatrice par accord du circuit d'anode. L'énergie du circuit d'anode est reportée au circuit grille par le couplage LL'. La résistance R assure la polarisation convenable de la grille.

Le décalage de  $\pi$  dont il a été question plus haut est obtenu en donnant au coefficient d'induction mutuelle M des deux bobines L et L' le signe *négalif*. Cela s'exprime en langage clair de la manière suivante : les enroulements des bobines L et L' ou le sens des connexions sur ces bobines, doivent être tels que les flux magnétiques produits par le courant moyen de grille et le courant moyen d'anode, soient en sens inverses.

Supposons les deux bobines placées l'une à la suite de l'autre, comme l'indique la figure XVI-27-6. Soit *e* et *s* l'entrée et la sortie de L, *e'* et *s'* l'entrée et la sortie de L'. *e'* est tourné vers *s*.

Si L et L' sont bobinées dans le même sens, on réunit *e* à l'anode, *s* à la borne positive de la haute tension (batterie B), *e'* au point O par l'intermédiaire du condensateur shunté et *s'* à la grille. On réalise ainsi la figure XVI-27-7, qui est une réplique de la figure XVI-27-5, mais en supposant avoir affaire à une lampe triode à chauffage direct.

Si  $L$  et  $L'$  sont enroulées en sens contraire, on branche ces bobines comme l'indique la figure XVI-27-8.

Supposons que les bobines  $L$  et  $L'$  soient constituées par deux bobinages cylindriques et que nous puissions les coupler d'une manière variable. Supposons  $L'$  mobile. Dans l'anode se trouve un milliampèremètre  $G$ , dans la grille un milliampèremètre  $G'$  (fig. XVI-27-9).

Commençons par placer  $L'$  à  $90^\circ$  de  $L$ . On note dans  $G$  un certain courant d'anode qui correspond au courant produit à 0 volt grille pour la tension d'anode (source  $B$ ) considérée, et dans  $G'$  un courant grille nul. Approchons lentement  $L'$  de  $L$ . A un certain moment, on observe l'apparition d'un courant grille ; en même temps, le courant d'anode diminue, car le courant moyen des impulsions  $I$  de la figure XVI-27-2 est, en général, plus faible que le courant permanent d'anode pour 0 volt grille (1) : les oscillations se produisent, on dit que la lampe *accroche*. Il y a une valeur, plus ou moins nette pratiquement, du couplage de  $L$

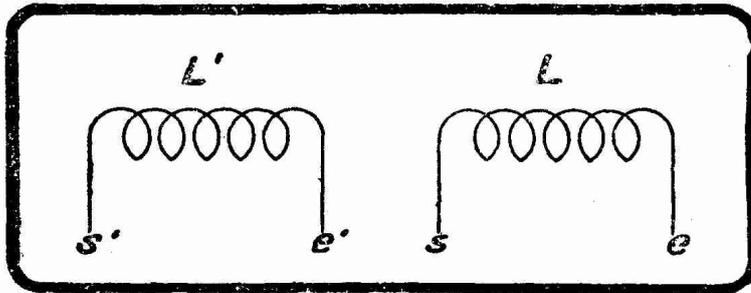


FIG. XVI-27-6. — Les bobines de grille ( $L'$ ) et d'anode ( $L$ ) d'une lampe triode oscillatrice.

et de  $L'$  pour laquelle les oscillations prennent naissance, et pour laquelle il y a un *accrochage* des oscillations. A ce couplage correspond un certain coefficient d'induction mutuelle  $M_0$  entre les bobines  $L$  et  $L'$ . M. Blondel a donné à ce coefficient limite le nom de *condition éolienne*. C'est ce que l'on appelle plus couramment la *condition d'accrochage*. La valeur absolue de

cette condition d'accrochage, c'est-à-dire la valeur minimum  $M_0$ , abstraction faite de signe, du coefficient d'induction mutuelle de  $L$  et  $L'$  pour laquelle l'accrochage

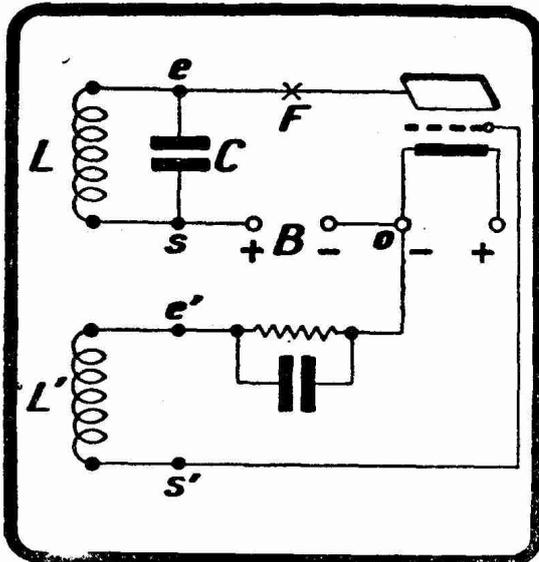


FIG. XVI-27-7. — Branchements pour  $L$  et  $L'$  enroulés dans le même sens.

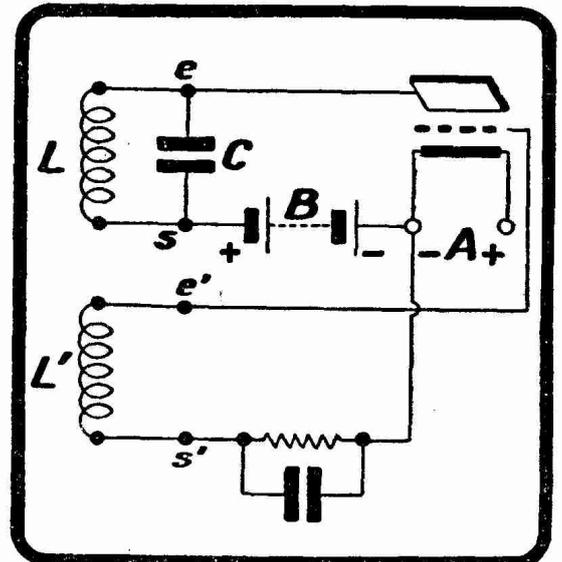


FIG. XVI-27-8. — Branchements pour  $L$  et  $L'$  enroulés en sens contraires.

se produit, est, ainsi que le montre le calcul et pour la figure XVI-27-5 (circuit oscillant dans l'anode) :

$$M_0 = \frac{1}{k} (L + CR_0)$$

(1) Si en rapprochant  $L'$  de  $L$ , on ne note pas de courant grille, quel que soit le couplage de ces deux bobines, c'est que la lampe n'accroche pas. Il faut, dans ce cas, vérifier le sens des connexions sur l'une des bobines  $L'$  et  $L$  par rapport à l'autre et, au besoin, augmenter la self de la bobine grille.

expression dans laquelle  $k$  est le coefficient d'amplification de la lampe,  $L$  la self du circuit oscillant,  $C$  sa capacité,  $R$  la résistance effective totale du circuit oscillant,  $\rho$  la résistance interne de la lampe.

Si l'on désire mettre en évidence  $\frac{k}{\rho}$ , conductance mutuelle ou pente, la condition d'accrochage peut, toujours dans le cas de la figure XVI-27-5, s'écrire :

$$(1) \quad \frac{k}{\rho} \geq \frac{CR}{M \frac{L}{k}}$$

On notera en passant que ce sont les lampes ayant un coefficient d'amplification  $k$  élevé et une résistance intérieure  $\rho$  faible, c'est-à-dire une conductance mutuelle élevée, qui accrochent le plus facilement, c'est-à-dire qui accrochent avec un couplage grille-anode plus faible. La facilité d'accrochage est considérée, suivant les applications de la lampe, comme un avantage ou un inconvénient. Pour les lampes d'émission ordinairement utilisées par les amateurs, on a, en moyenne,  $k = 12$  et  $\rho = 6.000$  ohms (voir tableau du § 35, page 650).

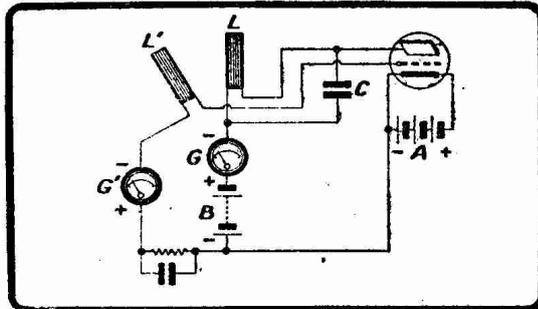


FIG. XVI-27-9. — Montage permettant d'observer les variations des courants d'anode et de grille au moment de l'accrochage des oscillations.

C'est pour une valeur du coefficient d'induction mutuelle légèrement supérieure en valeur absolue à la condition d'accrochage  $M_0$  que les oscillations entretenues dans le circuit sont d'amplitude maximum. D'un autre côté, plus on se trouve près de la condition d'accrochage, mais accroché, plus est instable le régime oscillatoire produit. Lorsque l'on n'a pas besoin d'oscillations de grande amplitude, comme dans le cas des hétérodynes, on adopte un couplage correspondant à un coefficient d'induction mutuelle sensiblement supérieur à la condition d'accrochage. On dit que les hétérodynes fonctionnent *très accrochés*. Cette circonstance permet d'obtenir des oscillations pour d'assez larges bandes de longueurs d'onde avec un couplage grille-anode fixe.

Au moment de l'accrochage, la période d'oscillation est très voisine de la période propre  $T = 2\pi\sqrt{LC}$  du circuit oscillant LC. Si l'on continue à augmenter le couplage  $LL'$ , ce qui peut se faire soit en rapprochant  $L$  et  $L'$ , soit en augmentant le nombre des tours compris dans la bobine grille, les oscillations diminuent d'amplitude et la période d'oscillation est plus grande que  $T$  et augmente sans cesse. A partir d'une certaine valeur du couplage et après être passée par des valeurs correspondant à une fréquence audible (accrochages en basse fréquence se traduisant par des hurlements dans les casques insérés dans les circuits d'anode), la période devient infinie et la lampe décroche.

**Accord du circuit grille.** — On peut réaliser une lampe oscillatrice en introduisant le circuit oscillant LC dans la grille et en couplant  $L$  à une bobine  $L'$  située dans l'anode. On obtient alors la disposition de la figure XVI-27-10, qui est surtout à conseiller dans le cas des petites puissances (réception), et qui reproduit d'ailleurs le schéma de la classique détectrice à réaction. Le principe de ce montage sert de base aux dispositifs à réaction que nous examinerons dans le paragraphe 28.

Dans le cas de l'accord du circuit-grille (fig. XVI-27-10), la relation (1) devient, avec les notations de cette figure :

$$(2) \quad \frac{k}{\rho} \geq \frac{CR}{M} \frac{M}{L_0}$$

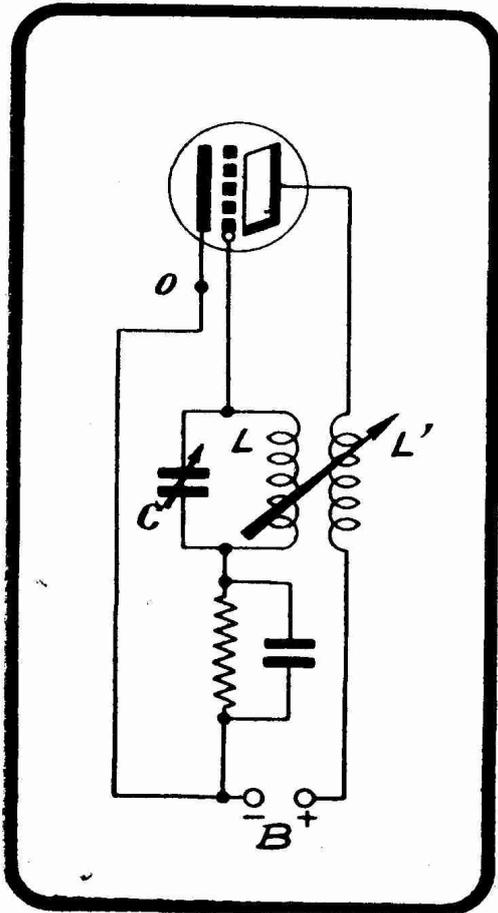


FIG. XVI-27-10. — Montage d'une lampe triode en oscillatrice par accord au circuit grille.

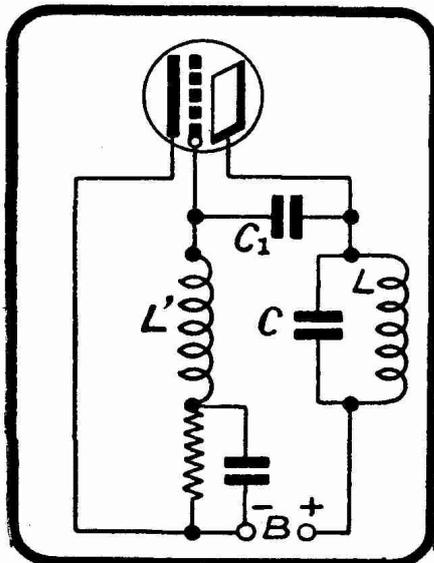


FIG. XVI-27-11. — Couplage électrostatique grille-anode du type TNT.

*Entretien des oscillations par couplage électrostatique grille-anode.* — Jusqu'ici nous avons obtenu le report d'énergie du circuit d'anode au circuit grille par un couplage électromagnétique entre la bobine de grille et la bobine d'anode. On peut coupler ces circuits par un condensateur  $C_1$ , que l'on monte tout simplement entre grille et anode. Le montage de la figure XVI-27-11 devient alors celui de la figure XVI-27-10 dans laquelle les bobines  $L'$  et  $L$  ne sont pas couplées électromagnétiquement. Le seul couplage est constitué par le condensateur  $C_1$  monté de grille à anode.

C'est par son intermédiaire qu'une partie de l'énergie du circuit d'anode est retransmise au circuit grille avec le décalage nécessaire de  $\pi$ .

Lorsque l'on considère des ondes courtes (inférieures à 500 et surtout à 100 mètres) le condensateur  $C_1$  peut être constitué par la seule capacité grille-anode de la lampe.

Le montage de la figure XVI-27-11, avec  $C_1$  réduit à la capacité grille-anode de la lampe, est mis en œuvre dans les postes émetteurs simples utilisés par les amateurs ; il est appelé par les Américains le montage TNT (1).

Nous avons dit à propos de la figure XVI-23-2 que si l'on accordait simultanément les circuits grille et anode d'une triode, la capacité grille-anode suffisait à assurer l'accrochage des oscillations. Le montage de la figure XVI-27-12 est un montage de lampe triode oscillatrice. Il est utilisé par les amateurs émetteurs sous le nom de TP-TG (2).

Dans le cas d'un couplage électromagnétique entre une bobine de grille et une bobine

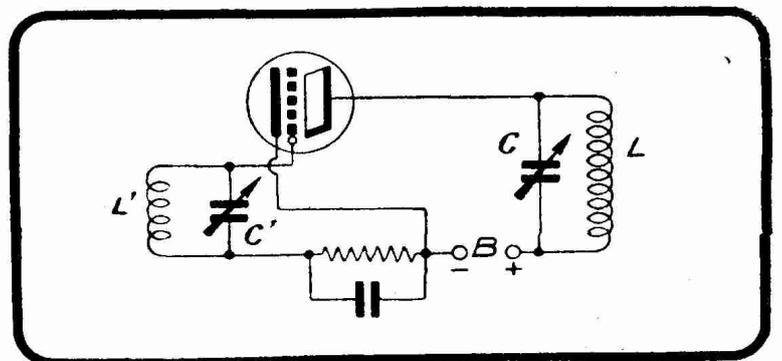


FIG. XVI-27-12. — Couplage électrostatique grille-anode du type TP-TG.

(1) TNT = Tuned not tuned, c'est-à-dire « accordé non accordé ». En effet, le circuit d'anode est accordé (circuit LC), le circuit grille ne l'est pas (bobine  $L'$ ).

(2) TP-TG = Tuned plate — tuned grid, c'est-à-dire « anode accordée — grille accordée ».

d'anode, il y a toujours un couplage électrostatique concomitant dû à la présence de cette capacité grille-anode. Pour obtenir le décrochage des oscillations, on est parfois obligé d'avoir recours à un couplage électromagnétique positif. Nous avons vu dans le chapitre précédent que toute une technique s'est fondée (neutrodyne) sur la nécessité, dans les montages amplificateurs HF, d'éliminer l'influence de cette capacité grille-anode.

REMARQUE IMPORTANTE. — Si l'on donne une valeur trop élevée à la résistance de grille R d'une lampe oscillatrice (lampe de la figure XVI-27-5 par exemple), on peut provoquer le décrochage des oscillations, la polarisation grille devenant trop négative. Ce décrochage se maintient tant que le condensateur qui shunte R reste chargé. Les oscillations se rétablissent lorsque la décharge est achevée ; mais elles ne se rétablissent que pour s'arrêter aussitôt, et cette suite d'interruptions et de rétablissements se reproduit à une fréquence égale environ à l'inverse du produit RK (constante de temps de la résistance R et du condensateur K qui la shunte). On obtient une fréquence de une interruption par seconde pour  $R = 1 \text{ M}\Omega$  et  $K = 1 \mu\text{F}$ . Une fréquence de l'ordre de 10.000 périodes par seconde, qui joue un rôle essentiel dans la pratique de la super-réaction, est obtenue avec  $R = 5 \text{ M}\Omega$  et  $K = 20 \text{ pF}$ .

### § 28. — La réaction ou régénération. Découplage.

1° *Cas d'une seule lampe.* — Revenons à la figure XVI-27-10 qui représente un circuit oscillant LC monté dans le circuit grille d'une lampe triode dans le circuit d'anode de laquelle se trouve une bobine L' couplée électromagnétiquement à L. Lorsque le coefficient d'induction mutuelle de L et de L' atteint une valeur négative suffisante, on peut entretenir des oscillations dans le circuit LC.

Considérons ce circuit LC en lui-même et voyons ce qui s'y produit au fur et à mesure que, partant d'un couplage LL' très lâche, on rapproche L et L'.

Tout se passe comme si l'on ajoutait à la résistance R du circuit LC une résistance r que l'on appelle *résistance de réaction* et que l'on peut écrire :

$$r = \frac{SM}{C}$$

S étant la pente statique de la lampe et M le coefficient d'induction mutuelle de L et de L'. Si M est négatif, r est négatif et le fait d'ajouter r à R diminue la résistance effective  $R_e$  du circuit LC, qui s'écrit :

$$R_e = R - r$$

On comprend ainsi que l'on ait pu dire que la réaction, autrement dit le fait de coupler convenablement le circuit d'anode au circuit de grille, consistait à introduire dans le circuit une résistance négative (la résistance  $-r$ ).

Lorsque l'on rapproche L' de L, M et r augmentent en valeur absolue, et  $R_e$  diminue de telle manière que l'amortissement du circuit LC est réduit à des valeurs extrêmement faibles : la conséquence est que LC se met à osciller.

Le couplage LL' combiné avec la lampe de la manière qu'indique la figure XVI-27-10, permet donc soit d'augmenter (M positif) soit de diminuer (M négatif) et même d'annuler pratiquement la résistance effective  $R_e$  du circuit LC.

Le coefficient de surtension  $Q_e$  du circuit LC est :

$$Q_e = \frac{\omega L}{R_e}$$

Il devient très grand, voire infini, lorsque  $R_e$  devient très petit, voire nul.

La sélectivité du circuit LC et la tension induite à ses bornes par une oscillation ayant pour fréquence sa fréquence de résonance sont conditionnées étroitement par la valeur de son coefficient de surtension. Cette sélectivité et cette tension de résonance peuvent donc, grâce à la réaction, atteindre des valeurs considérables.

La réaction se manifeste ainsi comme un moyen simple et efficace d'agir dans le sens que l'on veut sur la sélectivité et la tension induite aux bornes d'un circuit oscillant (par exemple circuit oscillant final). Nous trouverons dans

la suite de cet ouvrage de nombreuses applications de ce phénomène de la réaction, dite aussi *régénération*.

2° *Cas de plusieurs lampes montées en cascade.* — Le phénomène de la réaction s'observe dans d'autres circonstances que celle de la lampe isolée.

Dans un amplificateur à plusieurs étages, il existe une impédance commune à tous les circuits d'anode des lampes en présence. Cette impédance est le plus souvent constituée par l'impédance interne de la source d'anode B, laquelle impédance interne se réduit dans le cas d'une batterie (piles ou accumulateurs) à la résistance interne de cette batterie.

Par l'intermédiaire de cette impédance, il se constitue un couplage entre le circuit d'anode de la dernière lampe et le circuit d'anode de la première lampe de l'amplificateur. De ce couplage résulte un report d'énergie de la dernière lampe à la première, report d'énergie d'autant plus important que l'impédance commune et que l'amplification entre la sortie de la première lampe et l'entrée de la dernière sont plus élevées. Il y a réaction.

L'effet de cette réaction entre la dernière et la première lampe d'un amplificateur peut être soit d'augmenter l'amplification produite, soit de la diminuer, soit encore d'amorcer des oscillations dans l'amplificateur. Ces oscillations se produisent le plus souvent à une fréquence assez basse et donnent dans le haut-parleur un bruit à fréquence audible, bruit qui peut prendre toutes les nuances entre le sifflement aigu et le ronflement grave <sup>(1)</sup>; ce dernier type de bruit est le plus fréquemment observé : il reproduit avec une grande fidélité l'échappement d'un puissant moteur à explosions comme celui qui équipe d'ordinaire un canot automobile ; c'est pourquoi les Américains ont donné à ce phénomène le nom suggestif de « motor boating ».

Il est le plus souvent nécessaire d'éliminer des effets de ce couplage par impédance d'anode, quoiqu'ils puissent dans certains cas renforcer l'amplification. On a préconisé de shunter la source B par un condensateur de capacité élevée (au moins 2  $\mu$ F) et cet artifice est couramment mis en œuvre en réception, particulièrement dans le cas des récepteurs « batteries », pour lesquels la source B est une batterie de piles <sup>(2)</sup> ou d'accumulateurs ; mais une telle capacité n'agit sur le couplage dû à une impédance commune d'anode que pour les fréquences élevées ; pour les fréquences acoustiques basses (inférieures à

100 périodes par seconde) le couplage réapparaît et le comportement de l'amplificateur, pour ces fréquences, peut être profondément modifié, malgré la présence du condensateur shuntant la source d'anode.

Pour éliminer de façon certaine le couplage entre étages par impédance anodique commune, en d'autres termes pour *découpler* les circuits d'anode <sup>(3)</sup>, on est conduit à monter dans ces circuits d'anode des filtres constitués par une résistance R et un condensateur C disposés comme le montre la figure XVI-28-1, qui représente un ensemble récepteur réduit à ses cir-

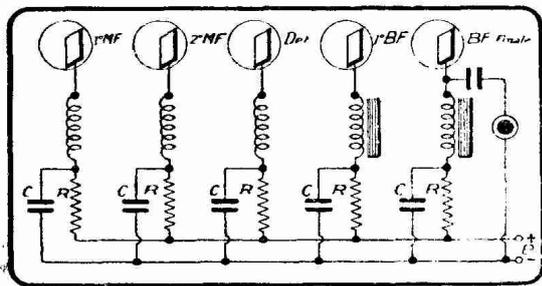


FIG. XVI-28-1. — *Découplage des circuits d'anode d'un récepteur complet (HF, D et BF).*

(1) Si la fréquence de ces oscillations est très basse, de l'ordre de la période par seconde, le phénomène n'est décelé que par les lentes et régulières variations de l'aiguille d'un milliampèremètre inséré dans l'alimentation anodique.

(2) Lorsqu'une batterie de piles vieillit, sa résistance interne augmente considérablement et provoque un couplage accru entre étages, d'où la naissance de sifflements vers la fin de la vie utile de la batterie. Dans le cas d'une alimentation anodique en alternatif redressé et filtré, l'impédance commune, dans laquelle la capacitance prédomine, atteint pour les fréquences basses des valeurs importantes.

(3) La technique générale du découplage est exposée dans *Vues sur la Radio*, de Marc Seignette (étude intitulée « Couplage et découplage », pages 34 à 38).

cuits d'anode qui seuls nous intéressent ici. La capacitance du condensateur C doit être faible (1) par rapport à la résistance de R qui est d'ordinaire choisie entre 1.000 et 20.000 ohms, suivant le mode de liaison utilisé. Dans le cas des étages haute fréquence, une capacité de 0,1  $\mu$ F suffit ; pour les étages basse fréquence, une capacité de 2  $\mu$ F au moins est nécessaire.

REMARQUE. — Un couplage par les grilles peut s'observer dans certains cas, spécialement en amplification BF de puissance. On découple alors les circuits de grille suivant la méthode que nous venons d'exposer pour les circuits d'anode. Comme il ne circule, en général, pas de courant grille (amplificateurs des classes A, AB1 ou B1), on peut utiliser une résistance de filtre importante, de l'ordre de 100.000 ohms. Le montage de la figure XVI-21-4 F, que nous choisissons, est un des plus utilisés en pratique, et il se présente alors sous la forme de la figure XVI-28-2 dans laquelle R est une résistance de 50.000 à 100.000 ohms et C un condensateur de 1 ou 2 microfarads. Une application de cette disposition a été rencontrée déjà dans cet ouvrage dans le cas d'un étage push-pull (voir figure XVI-21-15).

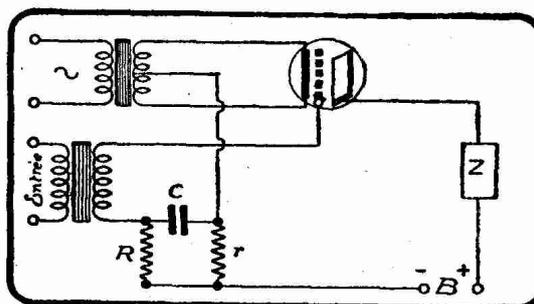


FIG. XVI-28-2. — Découplage du circuit grille d'une lampe triode amplificatrice BF de puissance.

§ 29. — Mode de branchement de l'alimentation d'anode.

Alimentation série et alimentation parallèle.

Les montages oscillateurs dont il vient d'être question dans le paragraphe précédent ont tous une *alimentation série*. On exprime par là que la bobine anode, la source d'anode et l'espace cathode-anode sont branchés en série, comme le représente schématiquement la figure XVI-29-1.

Certains montages émetteurs et même certains montages récepteurs s'accommodent mieux de ce que l'on appelle l'*alimentation parallèle*, qui évite en particulier de placer la source d'anode sur le trajet de la haute fréquence. Dans ce type d'alimentation on place en parallèle sur l'espace cathode-anode la source haute tension et le circuit d'anode proprement dit (fig. XVI-29-2). Ce circuit doit naturellement être constitué de telle manière qu'il ne court-circuite pas la source anodique (condensateur d'arrêt).

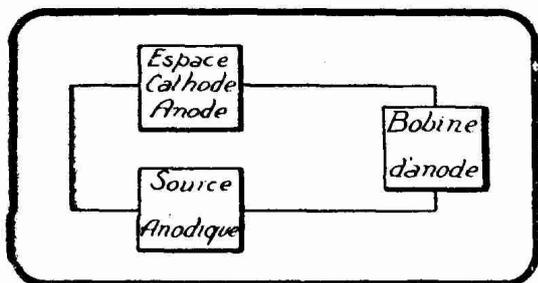


FIG. XVI-29-1. — Schéma de l'alimentation série.

Dans une alimentation parallèle, la composante continue et la composante alternative du courant d'anode suivent des chemins différents, séparés ; mais, bien entendu, le mécanisme de l'entretien des oscillations reste le même que dans le cas d'une alimentation série.

Considérons le montage oscillateur de la figure XVI-27-7. Nous sommes bien en présence d'une alimentation série ; nous trouvons, en effet, en circuit fermé la source anodique B, la bobine d'anode L et l'espace cathode-anode de la lampe. La figure XVI-29-3 montre l'adaptation à

cette figure XVI-27-7 d'une alimentation parallèle. La source anodique se trouve bien en parallèle sur l'espace cathode-anode et le circuit d'anode proprement dit.

Nous trouvons dans la figure XVI-29-3 deux éléments nouveaux : le condensateur C<sub>1</sub> et la bobine S.

(1) Pour fixer les idées, on peut admettre que cette capacitance doit être le 1/10 de la résistance R.

Le condensateur  $C_1$ , qui est fixe dans les montages émetteurs ou hétérodynés, est appelé quelquefois *condensateur d'arrêt* ; il empêche que la batterie B ne se décharge à travers la bobine L dont la résistance est le plus souvent de l'ordre de l'ohm. Sa valeur varie pratiquement entre 250 à 2.000 micromicrofarads, valeurs correspondant à une capacitance faible, étant donné les fréquences auxquelles on a affaire. On remarquera que ce condensateur  $C_1$  doit pouvoir tenir

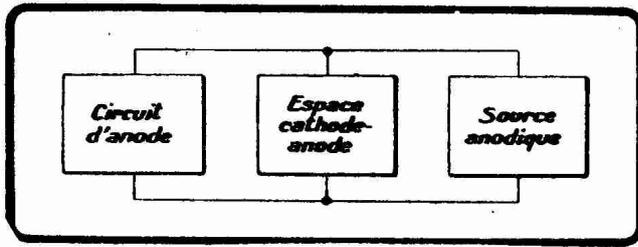


FIG. XVI-29-2. — Schéma d'une alimentation parallèle.

sans faiblesse la tension de la source d'anode B, tension qui peut être considérable dans le cas de l'émission.  $C_1$  est à diélectrique mica, ou mieux air. Sa capacité est d'autant plus faible que les ondes considérées sont plus courtes.

La bobine S de self  $L_s$  est appelée souvent *bobine de choc* (1) ; elle joue le rôle inverse du condensateur  $C_1$  : elle laisse passer le courant continu ou, à la rigueur, le courant de basse fréquence (alimentation en émission sur l'alternatif brut) de la source B, mais arrête la haute fréquence, à laquelle elle oppose une réactance  $L_s \omega$  d'autant plus grande que la fréquence  $f$  des oscillations créées est plus élevée. Cette bobine agit sur toute une bande de fréquences et, à self constante, son action croît avec la fréquence (2).

Pour les ondes de radiodiffusion, les bobines S n'ont pas besoin d'être très soignées. On adopte dans ce cas un nid d'abeilles de 300 tours en fil 1/10 deux couches soie. Des enroulements en vrac de même nombre de tours sont également possibles. Malgré leur capacité répartie relativement importante, ces bobinages remplissent parfaitement leur fonction d'« étouffoir HF ».

Pour des ondes plus courtes, de l'ordre de 100 mètres et en dessous, il y

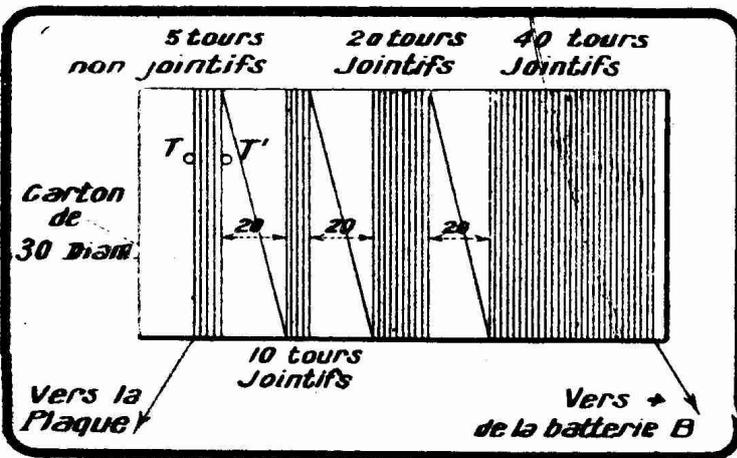


FIG. XVI-29-4. — Bobine de choc.

a lieu de ne pas traiter avec autant de désinvolture la capacité répartie, dont l'influence croît avec la fréquence. La figure XVI-29-4 représente un enroulement « compartimenté » effectué en fil 3/10 deux couches coton qui donne entière satisfaction comme bobine S dans les divers montages « ondes courtes » où cette bobine est nécessaire. Le bobinage ne devra être consolidé par aucun vernis à la gomme laque, dont les propriétés en haute fréquence sont

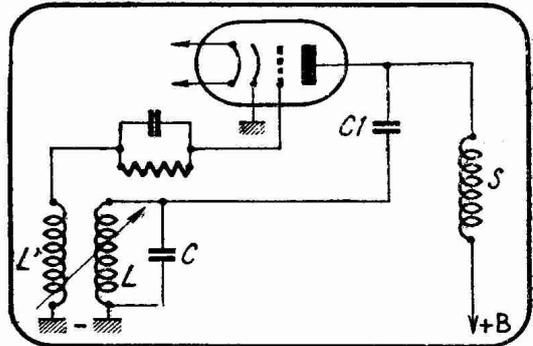


FIG. XVI-29-3. — Alimentation parallèle d'une triode oscillatrice à circuit d'anode accordé.

Le bobinage ne devra être consolidé par aucun vernis à la gomme laque, dont les propriétés en haute fréquence sont

(1) Cette expression, très répandue dans la littérature radiotechnique française, est une mauvaise traduction de l'anglais *choke coil*, qu'il eût été plus exact de rendre par *bobine d'étouffement* ou *bobine d'arrêt*.

(2) Cela n'est vrai que tant que la capacité propre de la bobine ne favorise pas le passage des fréquences élevées

médiocres. On fixera les enroulements, si le besoin s'en fait sentir, à l'aide de fils de soie passés dans des trous, tels que T et T' de la figure XVI-29-4, percés dans le carton de chaque côté d'une des parties d'enroulement.

Dans le cas de l'émission, on utilise comme bobine S des enroulements cylindriques (3 cm de diamètre) à tours jointifs en fil de 5/10 deux couches soie, ce qui suffit pour des puissances allant jusqu'à 100 watts. Les nombres de tours de ces enroulements varient entre 50 et 250 suivant les cas.

On peut remplacer la bobine S de la figure XVI-29-3 par un circuit oscillant  $L_1C'$  (fig. XVI-29-5). Lorsque l'on accorde ce circuit sur la fréquence  $f$  des oscillations engendrées par la lampe, sa résistance apparente pour cette fréquence, son impédance, est, nous l'avons expliqué au moment de l'étude du courant alternatif, maximum. La partie principale de cette impédance est  $\frac{\omega^2 L_1^2}{R}$  où

$\omega$  est la pulsation correspondant à la fréquence,  $f$  et  $R$  la résistance de la bobine

$L_1$ .  $\frac{\omega^2 L_1^2}{R}$  est toujours supérieur à  $\omega L_s$ , impédance de la bobine S pour la fréquence  $f$  de pulsation  $\omega$ . Il y a donc avantage, dans certains cas, à utiliser l'ensemble  $L_1C'$  au lieu de la bobine S.

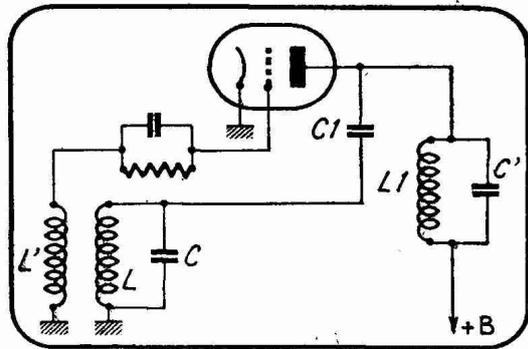


FIG. XVI-29-5. — Utilisation d'un circuit oscillant comme « bouchon de HF ».

§ 30. — Puissance fournie par la lampe au circuit oscillant.

Rendement.

Si l'on appelle  $P$  la puissance moyenne débitée par la source de tension anodique B,  $P_u$  la puissance absorbée dans le circuit LC pour l'entretien de ses oscillations et l'utilisation de ces oscillations (puissance utile ou watts oscillants), le rendement  $R$  est :

$$R = \frac{P_u}{P}$$

Mais la puissance  $P$  fournie par la source B est constituée de deux parties nettement distinctes :

1° La puissance utile  $P_u$ .

2° La puissance  $P_a$  dissipée en chaleur par l'anode, c'est-à-dire la puissance perdue par l'échauffement de l'anode dans le bombardement auquel la soumettent les électrons émis par la cathode.  $P_a$  est la dissipation anodique.

Les lampes d'émission, comme d'ailleurs les lampes amplificatrices de puissance, sont très souvent désignées par la puissance  $P_a$  maximum que l'anode est capable de dégrader, autrement dit de transformer en chaleur, sans danger. Ainsi une lampe de 250 watts est une lampe dont l'anode est capable d'absorber normalement en chaleur au plus 250 watts.

Puisque l'on a  $P = P_u + P_a$ , le rendement  $R$  s'écrit :

$$R = \frac{P_u}{P_u + P_a}$$

Pour la puissance  $P_a$  maximum, le rendement est au plus égal à 50 % ( $R = 0,5$ ), donc  $P_u = P_a$ . Pour augmenter  $P_u$ , donc le rendement, il faut ne donner à  $P_a$  qu'une valeur inférieure à son maximum, circonstance qui assure une longue durée à la lampe. Pratiquement, le rendement peut atteindre 60 % à 70 %, plus rarement 80 %. Les rendements élevés sont obtenus en donnant

à la tension d'anode sa plus grande valeur possible compatible avec la construction de la lampe. Bien entendu, la polarisation de grille doit être aussi importante en valeur absolue que l'obligent les conditions de fonctionnement, qui doivent être très voisines de celles de la classe C (4).

Prenons le cas de la lampe d'émission TC 1/75, très populaire parmi les amateurs émetteurs. Cette lampe est prévue pour une puissance  $P_a$  maximum de 75 watts. Avec un rendement de 50 %, on a  $P_a = P_u = 75$  watts, donc  $P = 150$  watts. Avec un rendement de 70 %, on a  $P_a = 55$  watts seulement, mais  $P_u = 130$  watts, donc  $P = 185$  watts.

### § 31. — Les principaux montages oscillateurs utilisés. en réception et en émission

Tous les montages oscillateurs à lampe triode sont fondés sur le report au circuit grille d'une partie de l'énergie du circuit d'anode. Les différents montages triodes ne diffèrent que par la méthode employée pour assurer ce report.

Les amateurs émetteurs américains et, à leur exemple, les amateurs émetteurs du monde entier, ont donné à la plupart des principaux montages oscillateurs des noms qu'il est utile de connaître, car ils reviennent sans cesse dans la littérature radioélectrique internationale. La revue rapide des principaux montages oscillateurs à triodes va nous familiariser avec cette terminologie (5).

1° *Montage reversed feed back.* — C'est le montage à circuit anode accordé de la figure XVI-27-5. Pratiquement, on shunte la source B par un condensateur de 2 microfarads. La source B oppose, en effet, au passage des courants à haute fréquence une résistance nuisible ; d'autre part, il est fréquent que cette batterie soit, par suite des circonstances locales, éloignée de la lampe, ce qui allonge défavorablement les circuits offerts à la haute fréquence. Le condensateur de 2  $\mu F$  placé en parallèle sur les bornes — B et + B de l'oscillateur, le plus près possible de la lampe, permet d'éviter ces deux inconvénients. Il faut, bien entendu, que ce condensateur puisse tenir la tension de la source B. Pour 120 à 250 volts (cas de la réception), un condensateur du type « téléphone » peut convenir. En émission, on a affaire à des tensions d'anode autrement élevées (500, 1 000, 10.000 volts et plus) et le condensateur doit être choisi avec un soin tout particulier ; on prend d'ordinaire un coefficient de sécurité de 3 : si, par exemple, la tension *maximum* d'anode est de 1.000 volts, le condensateur devra pouvoir tenir 3.000 volts.

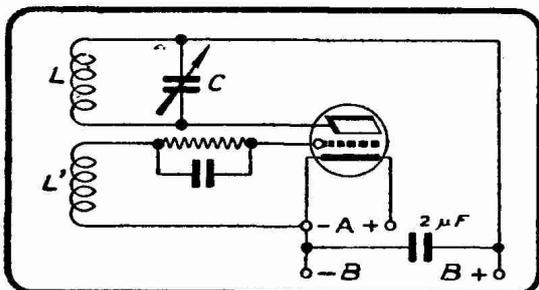


FIG. XVI-31-1. — Montage oscillateur reversed feed back.

resse pas à un rendement élevé, on peut supprimer cette résistance de polarisation de grille.

Lorsque la source B est un bloc d'alimentation en alternatif redressé et filtré, le condensateur de shunt de cette source est remplacé évidemment par le condensateur de sortie du filtre.

La résistance de polarisation automatique et son condensateur de shunt de 250 micromicrofarads (dans le cas des ondes courtes) sont montés, soit entre L' et le — B comme l'indique la figure XVI-27-5, soit entre L' et la grille. Pour des tensions d'anodes faibles (oscillateurs de réception) et lorsque l'on ne s'inté-

(1) En s'efforçant de donner à la résistance de grille R la plus grande valeur possible pour augmenter le rendement, il faut se garder d'adopter une valeur trop grande qui provoque l'apparition du phénomène de **fonctionnement intermittent** : la lampe oscille, cesse d'osciller, se remet à osciller, cesse à nouveau d'osciller, et ainsi de suite sur un rythme régulier qui dépend de la rapidité avec laquelle le condensateur C, qui shunte R, peut se décharger dans R, autrement dit de la constante de temps CR du circuit constitué par la résistance de polarisation et de son condensateur de shunt (voir à ce sujet la remarque terminant le paragraphe 27).

(2) La terminologie que nous employons est celle que confirment dans leurs ouvrages les auteurs américains les plus estimés (Baillantine, Terman, Llewellyn, etc.).

La figure XVI-31-1 représente l'oscillateur reversed feed back pratiquement mis en œuvre par les amateurs émetteurs.

La fréquence des oscillations produites est très peu différente de la fréquence propre du circuit oscillant LC.

2° *Montage feed back ou tickler coil.* — C'est le montage à circuit grille accordé de la figure XVI-27-10. Les mêmes remarques faites à propos du montage reversed feed back sont applicables au montage feed-back, que nous représentons sous sa forme pratique sur la figure XVI-31-2.

En réception, ce montage a été très employé conjointement avec l'effet de détection.

La fréquence des oscillations produites est très peu différente de la fréquence propre du circuit oscillant de grille.

3° *Montage Hartley ou montage hétérodyne.* — Préconisé aux Etats-Unis par R. V. L. Hartley, ingénieur de la Western Electric Co, ce montage est universellement désigné par le nom de son propagandiste américain. Il est connu en France depuis 1917, par conséquent bien avant que l'on ait entendu parler de Hartley, sous le nom de « montage hétérodyne » et serait dû à un radiotélégraphiste français, M. Ditte.

Dans le montage Hartley, la tension appliquée à la grille est prise potentiométriquement sur la bobine du circuit oscillant LC monté entre grille et anode. La cathode est reliée à une prise à peu près médiane de la bobine L.

La figure XVI-31-3 représente le schéma pratique d'un oscillateur Hartley.

Le couplage grille-anode peut être modifié en déplaçant la prise de cathode sur la bobine L. Plus cette prise est voisine de l'extrémité grille de L, moins le couplage grille-anode est important.

La fréquence des oscillations produites est à très peu de choses près égale à la fréquence d'accord du circuit LC.

On remarquera, figure XVI-31-3, que la grille et l'anode d'un Hartley sont couplées électrostatiquement par le condensateur C. Si on suppose C variable et que l'on augmente sa capacité, la fréquence des oscillations diminue (la longueur d'onde augmente), la valeur du couplage électromagnétique d'entretien augmente et peut ne plus se trouver réalisée par la position de la prise cathode sur L. Mais C augmentant, le couplage électrostatique augmente : la condition d'entretien continue à se trouver automatiquement satisfaite, et cela dans toute la bande des longueurs d'onde que l'on peut obtenir en faisant varier la capacité de C de sa valeur minimum (résiduelle) à sa valeur maximum. Cette propriété est précieuse, car elle met à la disposition des expérimentateurs un générateur local d'ondes entretenues donnant, sans décrochage, par simple manœuvre d'un condensateur variable, toute une bande de longueurs d'onde.

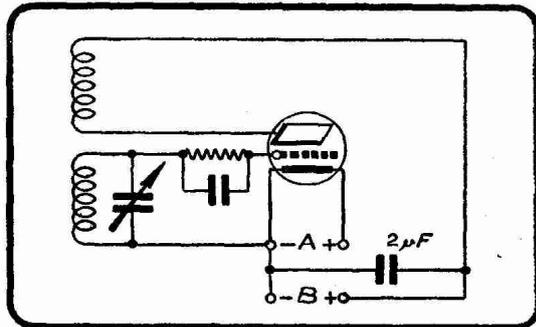


FIG. XVI-31-2. — Montage oscillateur feed back.

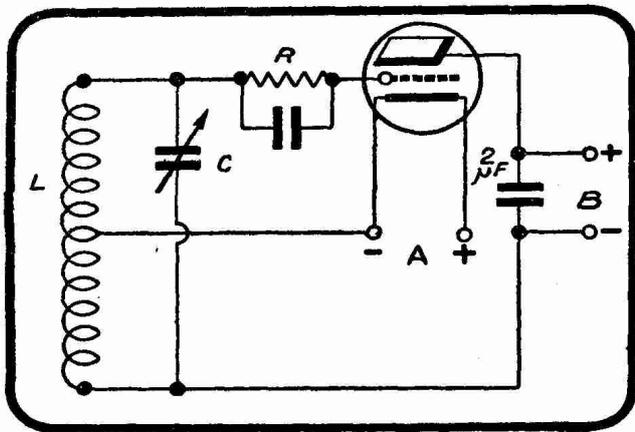


FIG. XVI-31-3. — Montage oscillateur Hartley.

teurs un générateur local d'ondes entretenues donnant, sans décrochage, par simple manœuvre d'un condensateur variable, toute une bande de longueurs d'onde.

Un générateur d'ondes entretenues de faible amplitude destinées à des mesures, à la réalisation de battements ou d'une modulation à haute fréquence, s'appelle *hétérodyne*.

L'hétérodyne classique est constituée par une lampe de réception (à chauffage direct ou, dans la pratique moderne, à chauffage indirect) montée dans un circuit du type de la figure XVI-31-3, dans laquelle :

a) Le condensateur C est un condensateur variable du type réception de 500 ou 1.000 pF.

b) La résistance R est souvent supprimée et remplacée par un milliampèremètre gradué de 0 à 10, dont l'aiguille, en déviant, décèle l'existence des oscillations.

c) La source B est de 80 à 250 volts suivant la lampe employée et l'amplitude des oscillations désirées.

Pour réaliser un hétérodyne conforme à la figure XVI-31-3 et couvrant avec un condensateur C de 500 pF la bande 190-3.400 m, il faut réaliser trois bobines L couvrant respectivement des bandes : 190-500 m, 400-1.300 m, 1.000-3.400 m. Le fil utilisé est du 5/10 deux couches coton. Les enroulements se font à tours jointifs sur un carton bakélinisé de 8 centimètres de diamètre. Les trois bobinages comportent respectivement 50, 90 et 180 tours jointifs avec prise médiane pour branchement de la cathode.

Si l'hétérodyne de la figure XVI-31-3 doit être alimentée sur les mêmes batteries A et B qu'un poste récepteur dans lequel, en général, le — A et le — B sont reliés ensemble, il faut modifier la figure XVI-31-3 suivant la figure XVI-31-4, c'est-à-dire changer l'alimentation série pour une alimentation parallèle, laquelle permet évidemment la réunion des deux « — » (— A et — B) et l'élimination de la source B du trajet de la haute fréquence.

Cette remarque s'applique aussi bien au cas d'une lampe à chauffage indirect, le retour au — A étant remplacé par un retour à la cathode équipotentielle.

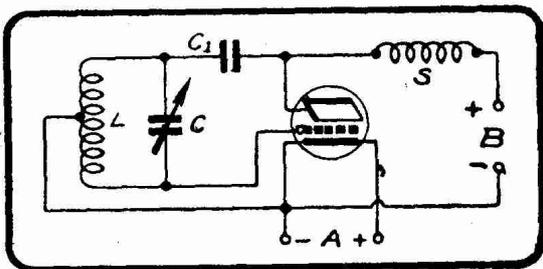


FIG. XVI-31-4. — Hartley à alimentation parallèle.

soie bobinés en vrac ; des bobinages nids d'abeilles de petit modèle font parfaitement l'affaire.

REMARQUE. — En prenant à la lettre ce qui précède, on pourrait croire que les seuls montages Hartley des figures XVI-31-3 et XVI-31-4 peuvent fournir des oscillateurs locaux, des hétérodynes dans le sens général du terme. En pratique, on emploie à la constitution d'hétérodynes le reversed feed back de la figure XVI-31-1. La stabilité des oscillations est assurée en couplant L et L' bien au delà de la valeur exigée par la condition d'entretien et en introduisant dans le circuit d'anode, entre l'anode et le circuit-LC (1), une résistance égale à 10 fois au moins et à 100 fois au plus la valeur de la résistance interne  $\rho$  de la lampe employée. Des hétérodynes peuvent être établies aussi bien pour produire des fréquences élevées que des fréquences acoustiques. C'est une question de dimensionnement du circuit oscillant d'anode et de la bobine de grille.

(1) Cela dans le cas d'une alimentation série. Dans le cas d'une alimentation parallèle, qui est toujours préférable, on monte la résistance entre le condensateur d'arrêt et le circuit LC.

Il y a d'ailleurs intérêt à toujours utiliser une alimentation parallèle dans un Hartley, l'alimentation série de la figure XVI-31-3 obligeant à prendre des précautions très délicates, qui ne sont pas toujours efficaces pour isoler la source B et éviter les pertes en haute fréquence.

Le condensateur d'arrêt  $C_1$  est un condensateur fixe au mica de 250 pF. La bobine « de choc » S se compose, suivant les longueurs d'onde considérées, de 250 à 2.500 tours de 3/10 deux couches

4° *Le montage Colpitts.* — Ce montage est dû à un ingénieur de la Western Electric Co, E. H. Colpitts. Son schéma de principe est représenté figure XVI-31-5. Il dérive du Hartley du fait qu'il est obtenu en faisant, sur le condensateur du circuit oscillant de base, la même opération que sur la bobine dans le cas du Hartley. La tension reportée de l'anode à la grille est prise sur une partie de la bobine. Le condensateur d'accord est ici coupé en deux parties égales  $C_1$  et  $C_2$  disposées en série, et la capacité effective  $C$  du condensateur en parallèle sur  $L$  est donc telle que l'on ait :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

ce qui donne

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Comme la cathode est reliée à la « prise médiane » définie par la connexion entre  $C_1$  et  $C_2$ , point qui est isolé au point de vue courant continu de la grille et de l'anode, les connexions nécessaires à la formation des circuits « continu » grille et anode sont réalisées par la résistance  $R$  (résistance de polarisation) montée entre grille et anode et la bobine « de choc »  $S$ , analogue à la bobine de choc d'une alimentation en parallèle, montée entre anode et cathode. En pratique, on est amené à monter une seconde bobine de choc identique à  $S$  en série avec  $R$  au point marqué  $N$  figure XVI-31-5. Le condensateur  $C_3$  oblige le courant continu de grille à passer par  $R$  (polarisation de grille en parallèle). Pour les ondes de 40 mètres,  $C_3$  est de 100 ou 150 pF.

On peut adapter et, en général, on adapte au Colpitts une alimentation anodique parallèle. On obtient alors la figure XVI-31-6 dans laquelle  $C_4$  est le condensateur d'arrêt habituel à toute alimentation parallèle.  $C_4$  est d'ordinaire de 1.000 pF ; il doit évidemment pouvoir tenir la haute tension de la source anodique.

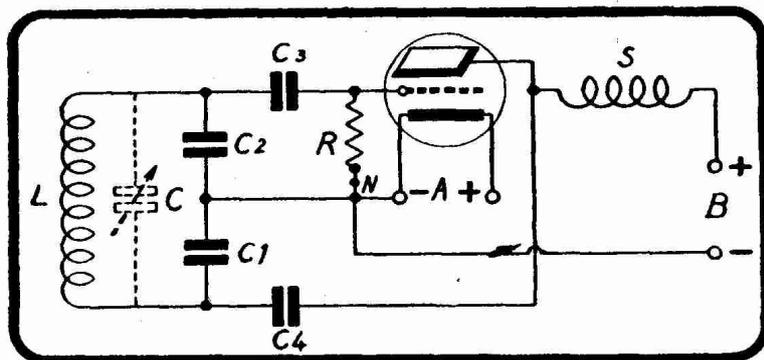


FIG. XVI-31-6. — Montage oscillateur Colpitts à alimentation parallèle.

le couplage grille diminue. Pour faire varier la fréquence des oscillations sans influencer le couplage grille, il faut en conséquence agir simultanément sur  $C_1$  et  $C_2$ . Dans certains cas pratiques, on utilise en  $C_1$  et  $C_2$  des condensateurs fixes de même valeur (350 à 400 pF pour les ondes d'amateur de l'ordre de 40 mètres) et on fait varier la fréquence du circuit oscillant en montant un troisième condensateur  $C$  (condensateur variable) en parallèle sur  $L$  comme l'indique le pointillé de la figure XVI-31-6.

L'oscillateur Colpitts est d'une remarquable stabilité. Cette précieuse propriété est due à ce que les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  des figures XVI-31-5 et XVI-31-6 sont en parallèle sur les capacités cathode-anode et cathode-grille de la lampe, capacités qui sont sujettes à varier au fur et à mesure que les électrodes s'échauffent. Si  $C_1$  et  $C_2$  sont suffisamment grands par rapport à ces

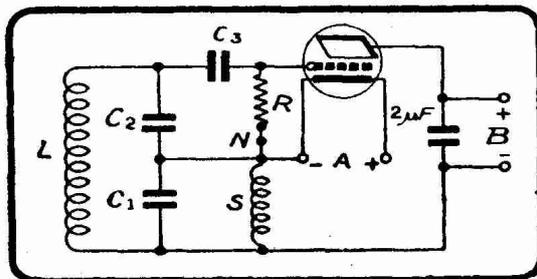


FIG. XVI-31-5. — Montage oscillateur Colpitts à alimentation série.

Figures XVI-31-5 et XVI-31-6, si  $C_2$  croît la fréquence des oscillations produites diminue, mais le couplage grille, augmente ; si  $C_1$  croît, la fréquence des oscillations produites diminue, mais

le couplage grille diminue. Pour faire varier la fréquence des oscillations sans influencer le couplage grille, il faut en conséquence agir simultanément sur  $C_1$  et  $C_2$ . Dans certains cas pratiques, on utilise en  $C_1$  et  $C_2$  des condensateurs fixes de même valeur (350 à 400 pF pour les ondes d'amateur de l'ordre de 40 mètres) et on fait varier la fréquence du circuit oscillant en montant un troisième condensateur  $C$  (condensateur variable) en parallèle sur  $L$  comme l'indique le pointillé de la figure XVI-31-6.

capacités internes (10 fois au moins), les variations en question n'ont plus aucune influence sur la fréquence des oscillations produites.

5° *Variantes modernes du Hartley et du Colpitts. Le split coil (1) Hartley et le Hoffman.* — 1° Considérons la figure XVI-31-7, qui représente un montage

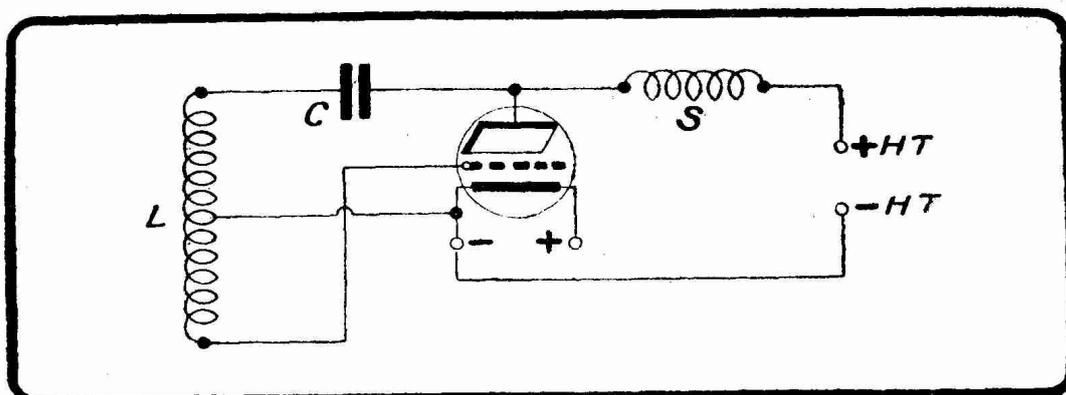


FIG. XVI-31-7. — *Hartley classique.*

oscillateur Hartley alimenté en parallèle (bobine de choc S, condensateur d'arrêt C). Pour obtenir un split coil Hartley, il suffit de partager L en deux parties, de reporter le condensateur C entre les deux bobines  $L_1$  et  $L_2$  ainsi obtenues, et d'appliquer la haute tension à la base de  $L_1$  toujours par l'intermédiaire de la bobine de choc S (figure XVI-31-8).

Les parties  $L_1$  et  $L_2$  de la bobine primitive L sont placées dans le prolongement l'une de l'autre, le condensateur C étant en somme monté dans une coupure faite dans une spire approximativement médiane de L.

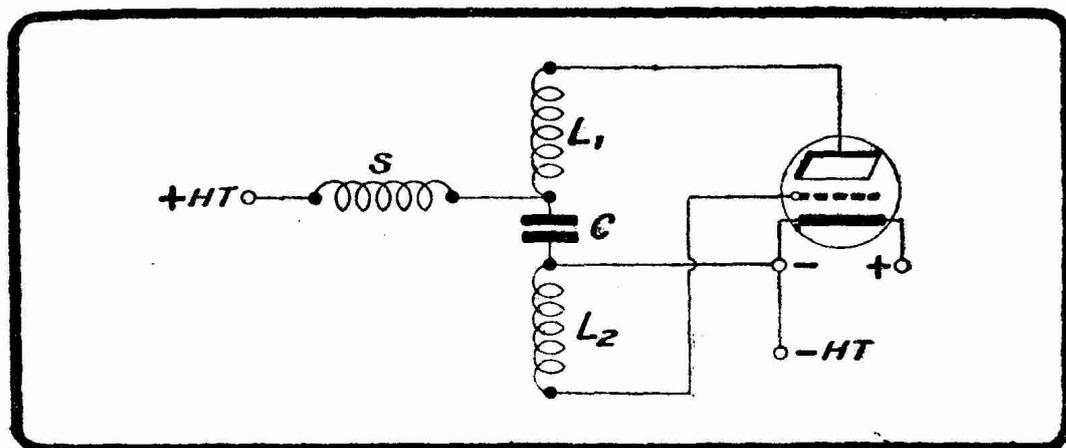


FIG. XVI-31-8. — *Montage oscillateur split coil Hartley dérivant du Hartley.*

Le split coil Hartley est très souple et d'une mise au point plus facile que le Hartley classique, du fait de l'indépendance relative des deux bobines  $L_1$  et  $L_2$  qui peuvent être accordées l'une et l'autre ou l'une ou l'autre par des condensateurs variables. D'autre part les pertes dans la bobine S que l'on observe dans le cas de la figure XVI-31-7, sont en grande partie éliminées dans le cas de la figure XVI-31-8.

2° Considérons maintenant la figure XVI-31-9 qui représente un montage oscillateur Colpitts alimenté en parallèle. La résistance R en série avec la bobine de choc N est destinée à permettre au courant grille, nécessaire au fonctionnement de la lampe, de se manifester. Partant de ce montage, on arrive

(1) To split = partager, fendre ; coil = bobine.

au Hoffman en coupant la bobine L en deux, en plaçant dans la coupure ainsi

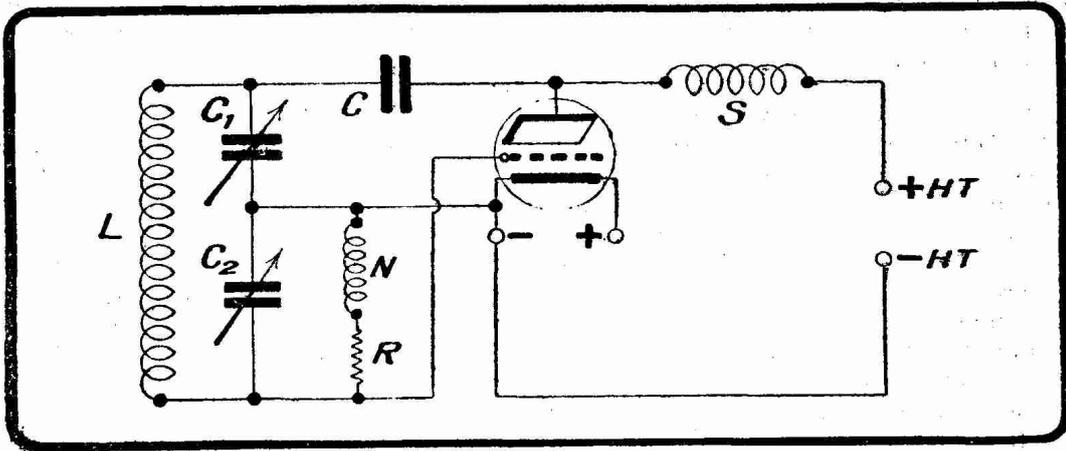


FIG. XVI-31-9. — Colpitts classique.

obtenue le condensateur d'arrêt C et en reliant la base de la partie  $L_1$  de L au

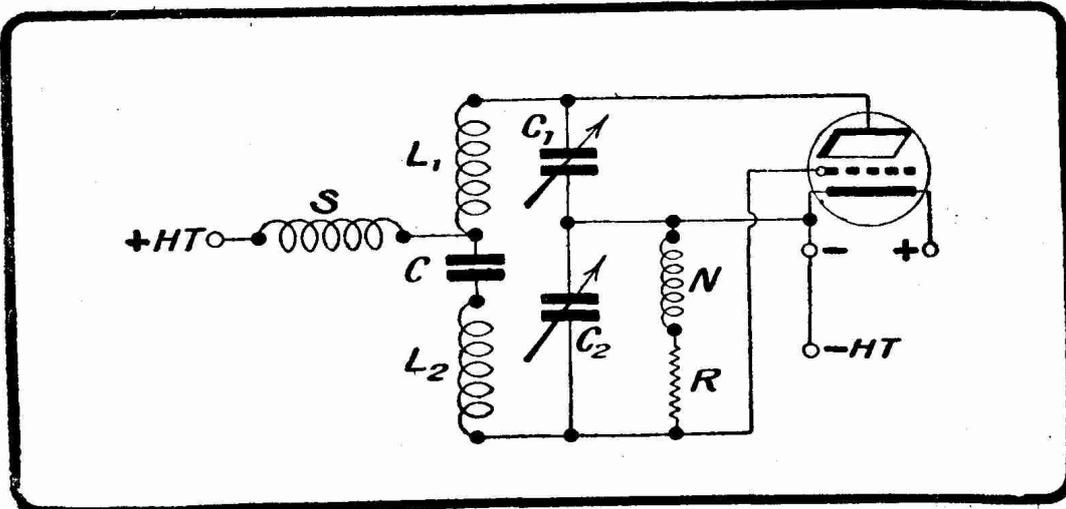


FIG. XVI-31-10. — Montage oscillateur Hoffman dérivant du Colpitts.

+ HT par l'intermédiaire de la bobine de choc. On obtient ainsi la figure XVI-31-10.

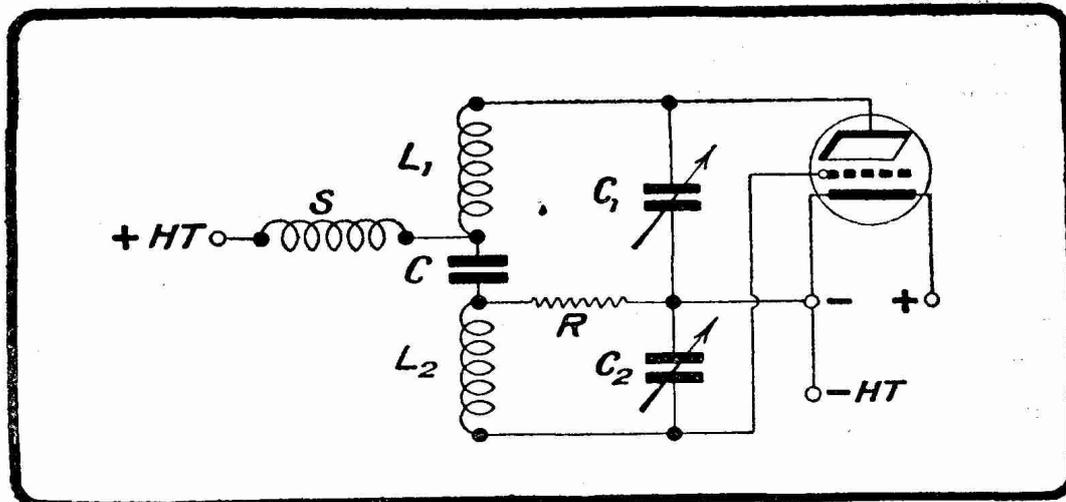


FIG. XVI-31-11. — Variante du montage Hoffman.

On peut remplacer N par la partie  $L_2$  de L et l'on obtient alors la figure XVI-31-11, qui représente le Hoffman utilisé en 1928 par l'Américain W2JN dans ses premiers essais sur 10 mètres de longueur d'onde avec le Français F8CT.

6° *Le montage Meissner.* — Ce montage a été inventé par le Dr A. Meissner, de la Telefunken Gesellschaft de Berlin, et a été décrit pour la première fois en avril 1913. C'est le premier des montages oscillateurs à lampe triode. Si nous ne le décrivons pas en premier, comme la logique l'exigerait, c'est qu'il n'est pas le plus populaire des montages oscillateurs parmi les amateurs.

Le montage Meissner réalise le couplage électromagnétique grille-anode nécessaire à l'entretien des oscillations dans un circuit oscillant LC, en couplant séparément à la bobine L de ce circuit une bobine  $L_1$  insérée dans la grille et une bobine  $L_2$  insérée dans l'anode ; son schéma est donc conforme à la figure XVI-31-12.

Les bobines  $L_1$  et  $L_2$  sont couplées à L à chaque extrémité de L ; il n'existe pas de couplage direct entre  $L_1$  et  $L_2$ .

La figure XVI-31-12 représente le montage Meissner dit à trois bobines. En coupant L en deux parties ne présentant aucun couplage électromagnétique (disposition à angle droit), on réalise le montage Meissner à quatre bobines.

La fréquence des oscillations produites est à très peu de choses près égale à la fréquence d'accord du circuit oscillant LC.

On remarquera que les montages reversed feed back et feed back des figures XVI-31-1 et XVI-31-2 dérivent immédiatement du Meissner en confondant pour le premier, la bobine  $L_2$  et la bobine L et, pour le second, la bobine  $L_1$  et la bobine L.

Le montage Hartley dérive également du Meissner ; il n'y a qu'à supposer que les bobines  $L_1$  et  $L_2$  ont été confondues avec L. Le condensateur C est alors introduit entre grille et anode et contribue, comme nous l'avons vu, à l'entretien des oscillations.

Le montage Meissner est ainsi le montage oscillateur fondamental d'où dérivent tous les autres montages de ce genre.

Il est d'une extrême souplesse et permet des réglages très précis, quoique évidemment plus délicats que ceux que nécessite un Hartley, par suite des couplages  $LL_1$  et  $LL_2$ .

7° *Montages à couplage électrostatique grille-anode.* — a) *Le TP-TG.* — Ce montage, que les Américains nomment « Armstrong circuit » ou encore « Tuned plate-tuned grid circuit » (TP-TG), est celui de la figure XVI-27-12, dans lequel les circuits grille et anode présentent deux circuits oscillants accordés sur des ondes très voisines et sont couplés par la seule capacité interne grille-anode de la lampe.

Le TP-TG est dû à E. H. Armstrong qui étudiait, en 1913, aux Etats-Unis, les propriétés oscillatrices de la triode presque en même temps que Meissner, en Allemagne. Il est d'un réglage très facile et d'une bonne stabilité de fonctionnement. La fréquence des oscillations produites est très voisine de la fréquence d'accord des circuits LC et L'C'.

Nous représentons, figure XVI-31-13,

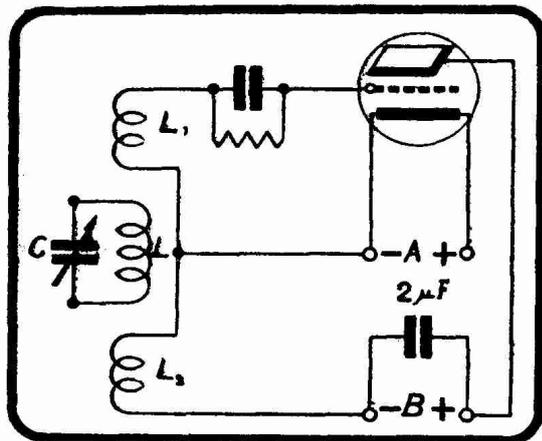


FIG. XVI-31-12. — Montage oscillateur Meissner.

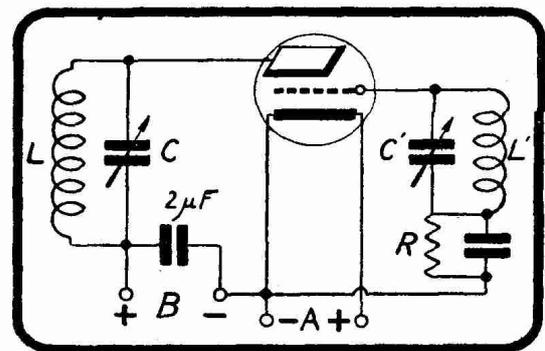


FIG. XVI-31-13. — Montage oscillateur TP-TG.

un TP-TG à alimentation sérié. Un TP-TG à alimentation parallèle peut, bien entendu, être également réalisé.

La résistance de grille R et son condensateur de shunt seront utilement placés à l'extrémité du circuit oscillant de grille L'C' non reliée à la grille, c'est-à-dire en un point où la tension haute fréquence est nulle, cela afin d'éviter des pertes. Nous conseillons d'ailleurs de monter de cette manière la résistance de grille partout où la chose est possible ; c'est-à-dire partout où la bobine grille ne fait pas partie intégrante de la bobine d'anode.

b) *Le TNT.* — Si figure XVI-31-13, toujours sans réaliser aucun couplage électromagnétique entre L et L', on supprime le condensateur d'accord du circuit grille, on obtient le montage de la figure XVI-31-14, qui a été très en faveur parmi les amateurs émetteurs débutants sous le nom de TNT. L'accord s'obtient par la seule manœuvre du condensateur C.

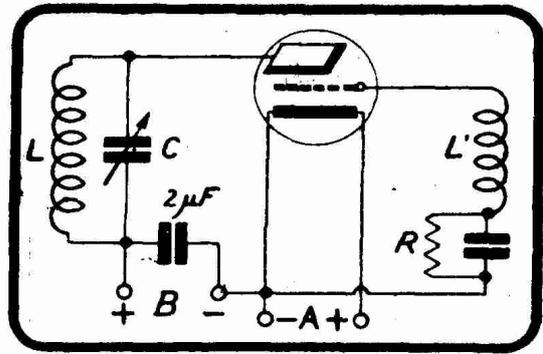


FIG. XVI-31-14. — Montage oscillateur TNT.

8<sup>o</sup> *Montages symétriques ou push-pull.* — Il est possible dans tous les montages qui précèdent d'utiliser deux ou trois lampes en parallèle (grilles réunies, anodes réunies). On obtient ainsi dans le circuit oscillant une puissance qui est proportionnelle au nombre des lampes. Mais on se heurte à certaines difficultés pratiques (en particulier, amorçage d'oscillations parasites de fréquence très différente de la fréquence désirée [1]), qui empêchent d'obtenir un rendement satisfaisant. Aussi est-il préférable, lorsque l'on veut obtenir 100 watts d'utiliser une seule lampe de 100 watts plutôt que deux lampes de 50 watts en parallèle.

Il est cependant un moyen d'utiliser à la fois deux lampes donnant chacune une puissance utile  $P_u$  et d'obtenir une puissance utile effective  $2 P_u$  sans se heurter aux difficultés rencontrées dans la mise en œuvre de deux lampes en parallèle. Ce moyen consiste à monter deux triodes dans un dispositif symétrique du type push-pull. Dans un tel montage chaque lampe agit séparément sur le circuit oscillant. Lorsque la grille d'une des lampes est à une tension croissante, la grille de l'autre est à une tension décroissante et *vice-versa*.

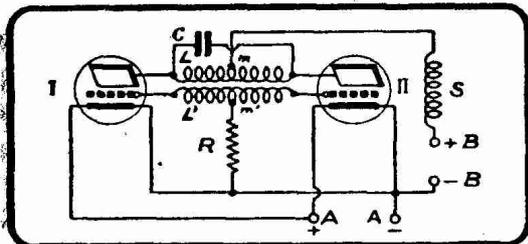


FIG. XVI-31-15. — Montage oscillateur push-pull du type reversed feed back (Mesny).

le cas d'une seule lampe. Elle n'a nul besoin d'être shuntée par un condensateur, les oscillations allant dans L' de grille à grille.

Le couplage LL' doit être très serré.

Si L et L' sont bobinées dans le même sens, il faut que la partie de la bobine L' correspondant à la lampe I soit couplée à la partie de la bobine L

Le montage push-pull du type reversed feed back a été imaginé par le Commandant Mesny et porte souvent le nom de son inventeur. Le montage Mesny est représenté figure XVI-31-15. L et L' sont les bobines anode et grille ; elles sont pourvues de prises médianes m et m'. La résistance R qui assure la polarisation des grilles doit avoir une valeur moitié de celle que l'on utiliserait dans

(1) Ces oscillations, généralement à très haute fréquence, et qui se produisent aussi dans le cas d'une lampe unique, sont dues à la présence dans le montage de circuits oscillants parasites constitués par les connexions de grille et d'anode et les capacités internes des lampes. Elles absorbent inutilement de l'énergie qui est perdue pour les oscillations principales. De telles oscillations parasites à très haute fréquence se produisent dans les lampes amplificatrices basse fréquence de puissance (lampes finales) et sont éliminées en montant dans la grille et l'anode de petites résistances de blocage.

correspondant à la lampe II et réciproquement. Les connexions grilles sont donc inversées sur L' par rapport aux connexions anodes sur L.

Si L et L' sont bobinées en sens contraires, comme la chose est très fréquente en pratique, les connexions grilles et anodes des deux lampes ne doivent pas être inversées : les sorties grille et anode d'une même lampe s'effectuent du même côté de L et de L'.

Pour les ondes de 40 mètres, sur lesquelles le Mesny est très avantageux, on pourra faire abstraction du condensateur d'accord C. On constituera L de treize spires (11 centimètres de diamètre) et L' de 11 spires (8,5 centimètres de diamètre). Le fil sera du fil de cuivre de 30 à 35 dixièmes de millimètre ou mieux encore du tube de cuivre de 0,8 millimètre de diamètre extérieur. L' sera logé dans L. L et L' seront bobinés en sens contraire.

Le Mesny est d'une stabilité parfaite, car il fonctionne très accroché. Il donne une puissance utile effective égale au double de la puissance utile qu'est susceptible de fournir une seule des lampes utilisées.

Le Mesny est un oscillateur push-pull du type reversed feed back. Il est possible de réaliser un oscillateur push-pull du type Hartley en effectuant la polarisation de chaque grille en parallèle sur le circuit de grille conformément à la figure XVI-31-16. Les condensateurs C<sub>1</sub> ont pour rôle d'empêcher l'application sur les grilles de la haute tension de la source B

et d'obliger les courants de grille à passer par les résistances de polarisation R. D'ordinaire, pour les ondes d'amateur (40 mètres), on prend C<sub>1</sub> égal à 100 ou 150 pF.

On peut encore réaliser un oscillateur push-pull du type TNT ; il suffit, pour se représenter un oscillateur de ce type, de considérer figure XVI-31-15, qu'il n'y a aucun couplage électromagnétique entre L et L'. On se trouve alors en présence de la figure XVI-31-17, qui a été très en faveur chez les amateurs américains.

Dans les montages des figures XVI-31-15, XVI-31-16 et XVI-31-17, la fréquence des oscillations produites est très voisine de l'accord des circuits LC.

Les deux avantages des montages oscillateurs push-pull sont :

1° De permettre la réalisation de circuits aux connexions très courtes (en particulier Mesny) ;

2° De placer en série les espaces cathode-anode et cathode-grille des deux lampes, par conséquent de diminuer de moitié les capacités parasites montées en parallèle sur les bobines d'anode et de grille (1).

Ces deux circonstances recommandent particulièrement l'emploi des montages oscillateurs push-pull dans le cas des ondes très courtes (très hautes fréquences).

(1) Lorsque l'on monte deux lampes en parallèle, les capacités entre électrodes se trouvent elles aussi montées en parallèle sur les circuits de grille et d'anode. Les capacités parasites sont donc quatre fois plus fortes que dans le cas du push-pull.

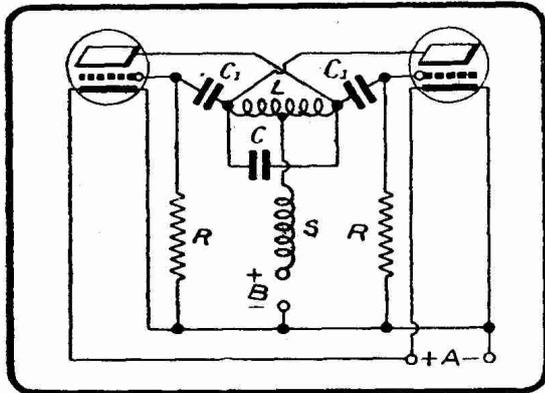


FIG. XVI-31-16. — Montage oscillateur push-pull du type Hartley.

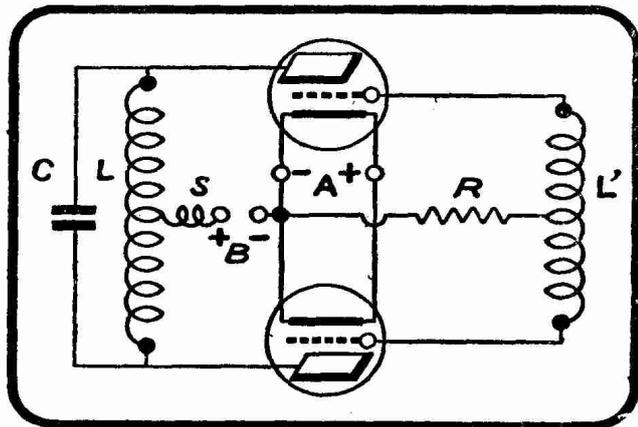


FIG. XVI-31-17. — Montage oscillateur push-pull du type TNT.

9° *Montage oscillateur dynatron.* — Nous avons vu au paragraphe 15 que le dispositif dynatron de la figure XVI-15-3 permettait de compenser la résistance d'un circuit en y adjoignant la résistance négative  $r$  que présente ce dispositif dans certaines circonstances.

Si donc on utilise le dynatron à la réalisation de la figure XVI-31-18, on peut, en réglant convenablement  $r$ , compenser la résistance apparente du circuit oscillant LC et, par suite, suivant le mécanisme examiné dans un paragraphe précédent, provoquer l'accrochage des oscillations dans le circuit LC.

Ce que nous avons dit page 198 de la résistance apparente d'un circuit parallèle à la résonance, montre que la condition d'entretien limite est obtenue pour :

$$r = \frac{L}{CR}$$

Ce montage est surtout utilisé pour la constitution d'oscillateurs de faible puissance (hétérodynes).

REMARQUES. — I. On peut utiliser à la création d'oscillation entretenues des triodes à chauffage indirect. De telles triodes oscillatrices n'existent d'ailleurs que dans le type 4 ou 5 watts au maximum. Le retour de grille se fait sur la cathode équipotentielle et pour éviter que cette cathode ne se trouve à un potentiel haute fréquence différent de zéro, on a soin en général de réaliser une alimentation parallèle partout où

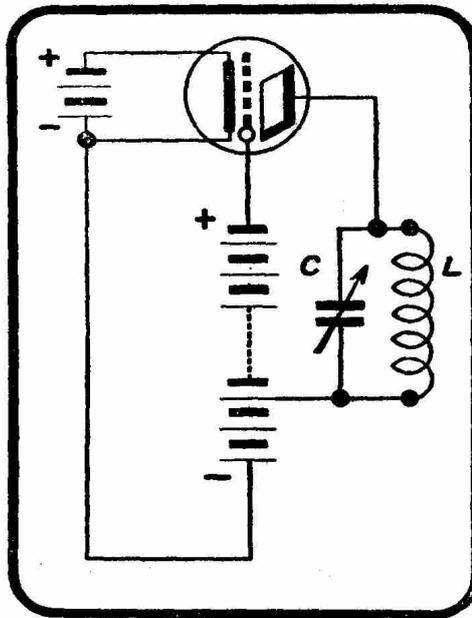


FIG. XVI-31-18. — Montage oscillateur dynatron.

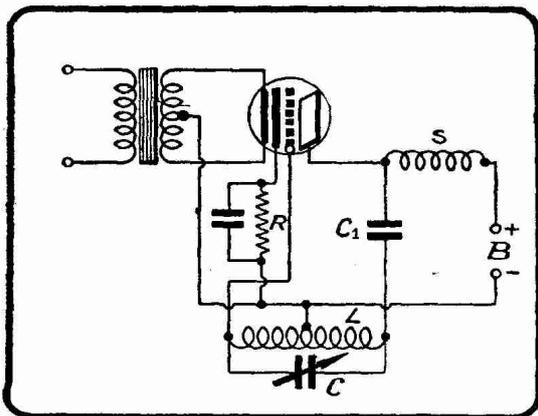


FIG. XVI-31-19. — Montage en oscillatrice Hartley, d'une triode à chauffage indirect.

l'alimentation série s'oppose à la réalisation de cette condition (en particulier montage Hartley). La figure XVI-31-19 représente un oscillateur Hartley équipé avec une lampe à chauffage indirect à alimentation anodique parallèle. La polarisation de grille s'obtient soit par la méthode de la résistance de grille, soit par celle de la résistance de cathode. Figure XVI-31-19, on a supposé avoir mis en œuvre une résistance de cathode.

II. Toutes les lampes triodes oscillatrices à chauffage direct peuvent être chauffées en alternatif à l'aide d'un transformateur dévolteur convenablement dimensionné. Cette méthode de chauffage sera d'autant plus efficace, introduira d'autant moins de composante alternative au double de la fréquence du secteur dans le courant anodique, donc, dans l'onde émise, que le filament sera de plus grande inertie thermique, c'est-à-dire que ce filament exigera une plus grande puissance de chauffage. Lorsque l'on chauffe en alternatif, au lieu d'effectuer les retours de grille et de — B au — de la source de chauffage,

on les effectue sur une prise médiane du secondaire du transformateur de chauffage, autrement dit en un point où la tension ne varie pas par rapport aux extrémités de ce secondaire. Un tel point équipotentiel se réalise soit en propres termes sur une prise électriquement médiane de l'enroulement secondaire (fig. XVI-31-20 A), soit sur une prise médiane effectuée sur une résistance  $r$  montée en parallèle sur le secondaire du transformateur (fig. XVI-31-20 B). Cette résistance est de 20 ohms dans le cas d'un secondaire de 2,5 volts ; de 40 ohms pour un secondaire de 4 volts ; de 60 ohms pour un secondaire de 6 ou 6,3 volts, etc.

Figures XVI-31-20 A et XVI-31-20 B, les condensateurs de shunt C sont indispensables : ils assurent le passage de la haute fréquence. On adopte en général en C des condensateurs au mica de 5.000 ou 4.000 pF.

Tous les montages oscillateurs décrits dans le présent paragraphe sont justiciables

d'un chauffage en alternatif par la mise en œuvre de l'un des dispositifs XVI-31-20 A et XVI-31-20 B.

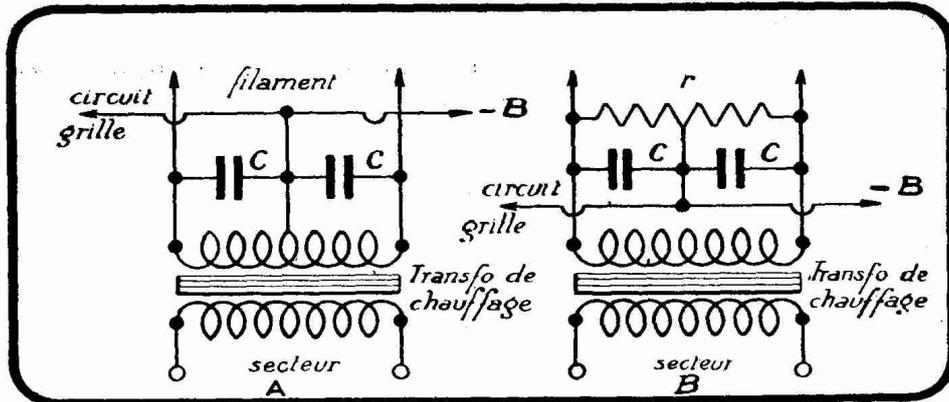


FIG. XVI-31-20. — Deux manières d'effectuer une prise médiane équipotentielle sur le secondaire d'un transformateur de chauffage.

### § 32. — Propriétés oscillatoires des cristaux de quartz. Commande par quartz.

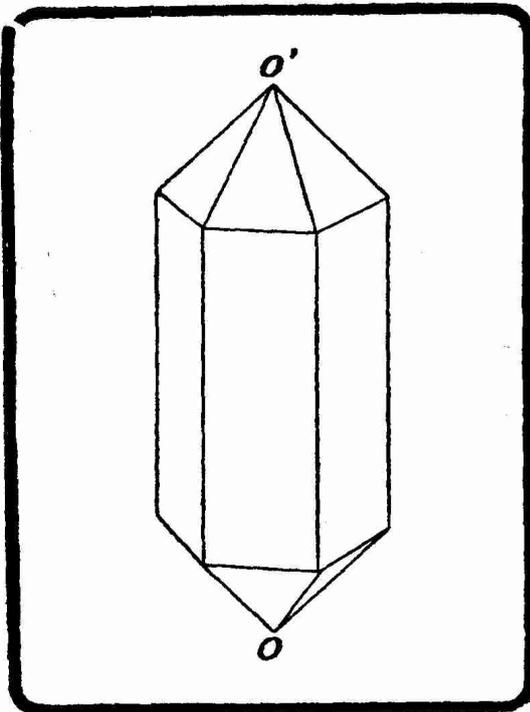


FIG. XVI-32-1. — Forme idéale d'un cristal de quartz.

Les montages oscillateurs que nous venons d'examiner sont d'une stabilité plus ou moins grande suivant les proportions de leurs divers éléments constitutifs (selfs et capacités). On peut établir des montages oscillateurs classiques (Hartley, Colpitts, etc.), présentant une grande stabilité, c'est-à-dire fournissant une fréquence indépendante, dans de plus ou moins larges limites, de la tension d'anode, de la tension de chauffage et de faibles variations des caractéristiques de la lampe. Malheureusement cette technique est délicate et exige l'application de formules assez compliquées. Une méthode très simple d'entretien, à l'aide d'une triode, d'oscillations d'une stabilité tout à fait remarquable, consiste à faire appel à la commande par quartz <sup>(1)</sup>, question à laquelle nous allons consacrer quelques développements.

Les cristaux de quartz se présentent dans la nature sous la forme de prismes hexagonaux surmontés de deux pyramides. Sous sa forme idéale, un cristal de quartz complet prend donc l'aspect de la figure XVI-32-1. La ligne qui joint les deux sommets  $OO'$  des pyramides terminales et l'axe optique.

Représentons une section d'un cristal par un plan perpendiculaire à son axe optique ; on obtient l'hexagone de la figure XVI-32-2. Dans cette figure,  $Z$  est la section de l'axe optique. Les trois diamètres  $X_1X_1'$ ,  $X_2X_2'$ ,  $X_3X_3'$  du cercle circonscrit sont les axes électriques (axes X). Les trois diamètres

(1) « Commande » et non « contrôle », ainsi qu'on a l'habitude de l'écrire par une mauvaise traduction de l'expression anglo-saxonne « cristal control ».

$Y_1Y_1'$ ,  $Y_2Y_2'$ ,  $Y_3Y_3'$ , du cercle inscrit perpendiculaire aux côtés de l'hexagone sont les *axes mécaniques* (axes Y).

Parmi toutes les manières dont il est possible de tailler une lame mince dans ce cristal, deux seulement présentent de l'intérêt pour les applications qui nous intéressent. Ces tailles sont :

la taille X, dite aussi taille Curie ou taille perpendiculaire ;

la taille Y, dite aussi taille à 30° (1) ou taille parallèle.

Une lame de quartz taillée conformément à la taille X a ses deux grandes faces perpendiculaires à l'un des axes électriques X, parallèles en conséquence à l'axe optique (Z) et aux arêtes du cristal idéal : l'épaisseur du cristal est parallèle à l'axe électrique choisi (figure XVI-32-3).

Une lame de quartz taillée conformément à la taille Y a ses deux grandes faces perpendiculaires à l'un des axes mécaniques (Z), parallèles, en conséquence, à l'axe optique et à l'une des faces du prisme hexagonal qui constitue le cristal idéal (fig. XVI-32-3).

Les propriétés remarquables de la taille X ou taille Curie ont été mises pour la première fois en évidence par Pierre et Jacques Curie en 1881. On peut résumer comme suit celles de ces propriétés qui nous intéressent :

1° Quand on comprime ou dilate le cristal, dans le sens de l'axe électrique ou dans le sens de l'axe mécanique, il apparaît sur les faces perpendiculaires à l'axe électrique, choisi au moment de la coupe, une charge électrique.

2° Inversement si l'on applique entre ces faces une différence de potentiel continue, l'épaisseur du cristal varie très légèrement en plus (dilatation) ou en moins (rétraction). Il se produit également des variations de dimension dans le sens de l'axe mécanique, mais ces variations sont décalées de  $\pi$  par rapport à celles qui se produisent dans le sens de l'axe électrique (épaisseur).

3° Si le cristal vibre mécaniquement, la différence de potentiel qui prend naissance est alternative.

4° Si l'on applique sur les faces une différence de potentiel alternative, le cristal se met à vibrer.

L'ensemble de ces phénomènes constitue la piézo-électricité.

Les frères Curie ont utilisé les cristaux de quartz comme étalons de très petites quantités d'électricité : une certaine traction produite par une masse connue suspendue au cristal provoque l'apparition d'une charge électrique très petite sur les faces perpendiculaires à l'axe électrique, charge dont on peut calculer avec une très grande précision la valeur par la relation :

$$q = 6,45 \cdot 10^{-8} \frac{l}{e} \text{ m g}$$

$l$  étant la longueur du cristal suivant l'axe dans la direction duquel se produit la traction (axe mécanique),  $e$  l'épaisseur du cristal suivant l'axe électrique,

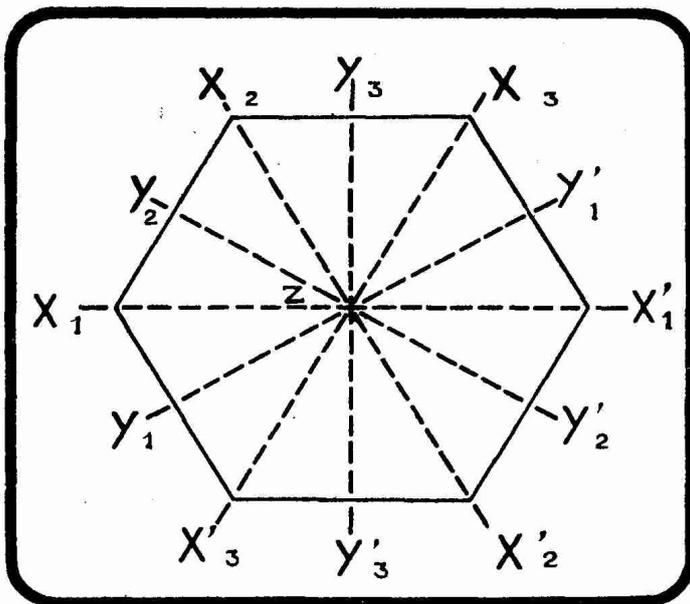


FIG. XVI-32-2. — Les axes électriques (X) et les axes mécaniques (Y) d'un cristal de quartz.

(1) Sous-entendu « de la taille Curie ». Voir figure XVI-32-3.

$m$  la masse suspendue au cristal et  $g$  l'accélération de la pesanteur au lieu de l'expérience (à Paris  $g = 981$ ).  $l$ ,  $e$  et  $m$  étant exprimées en centimètres et

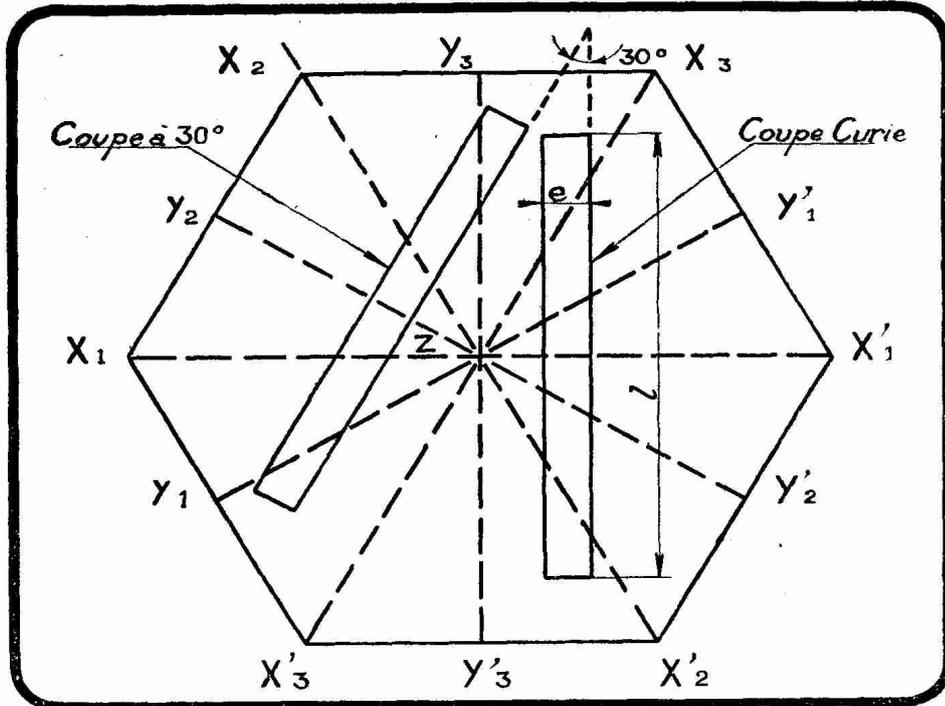


FIG. XVI-32-3. — Positions originelles relatives d'une lame de quartz à taille X et d'une lame de quartz à taille Y. Les plans des deux lames font un angle dièdre de  $30^\circ$ .

grammes-masse, on trouve  $q$  en unités électrostatiques CGS de quantité d'électricité.

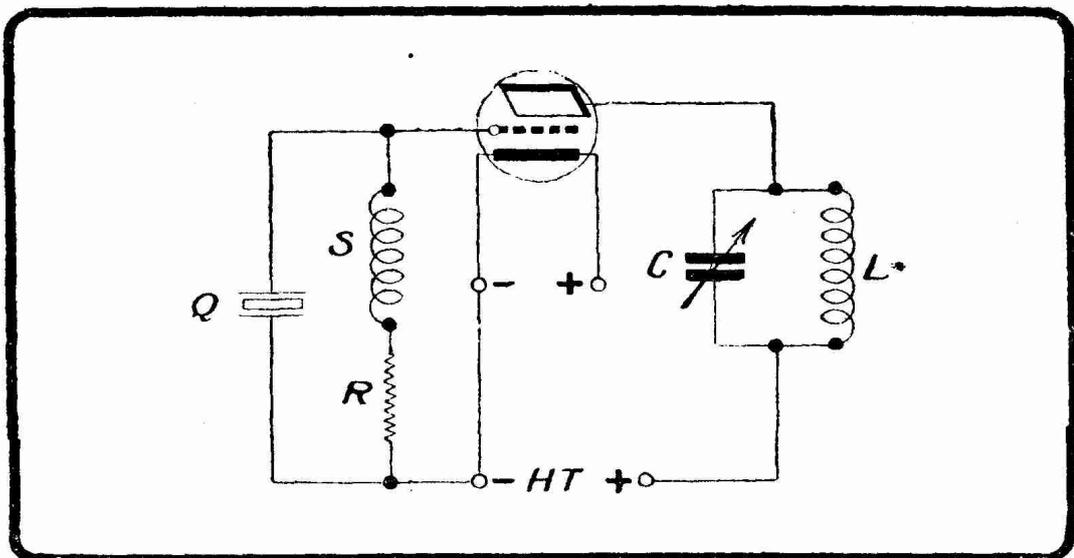


FIG. XVI-32-4. — Montage oscillateur à commande par quartz.

L'Américain W. G. Cady a montré, en 1922, qu'il est possible d'utiliser un cristal de quartz, taillé soit suivant la taille X ou suivant la taille Y, à la

régulation des oscillations d'une lampe triode, en d'autres termes à l'obtention d'une fréquence d'oscillation parfaitement constante, déterminée par l'épaisseur du cristal. Le dispositif de Cady est très simple : il consiste à monter le cristal entre deux armatures métalliques planes de telle sorte que ces armatures se

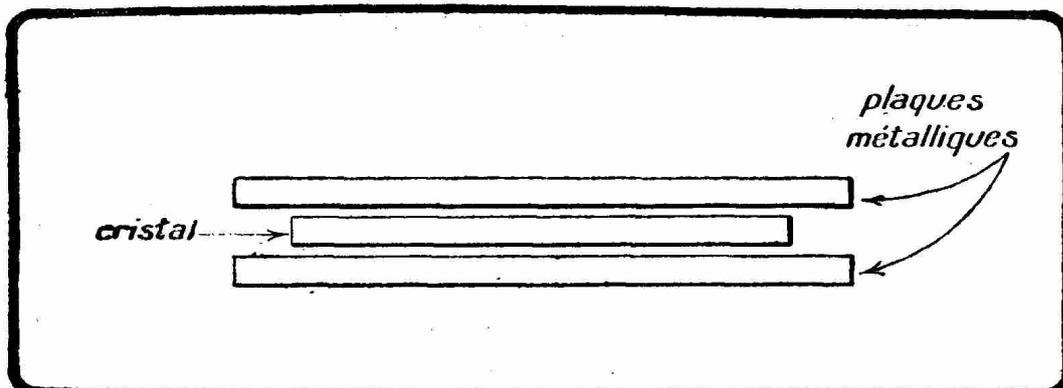


FIG. XVI-32-5. — Le cristal est monté entre deux plaques métalliques.

trouvent séparées par l'épaisseur  $e$  du cristal et à placer l'ensemble ainsi constitué dans la grille d'une lampe dont le circuit d'anode comporte un circuit oscillant LC réglable par son condensateur. Ce circuit LC sert à mettre en évidence les oscillations produites en vue, par exemple, de leur report sur la grille d'une lampe amplificatrice HF suivante, mais il ne commande pas la fréquence des oscillations, laquelle est uniquement conditionnée par l'épaisseur du quartz. La lampe oscille sur la fréquence propre du quartz même si le circuit oscillant LC est réduit à sa bobine  $L$ . Le montage est représenté figure XVI-32-4.

Un dispositif dû à Pierce, monté dans la grille et constitué par une bobine « de choc »  $S$  et une résistance  $R$  (fig XVI-32-4), assure l'écoulement de la composante continue du courant grille et produit la polarisation de cette grille (chute de tension le long de  $R$ ). Une source de polarisation indépendante est le plus souvent utile, on l'insère à la place de la résistance  $R$  qui disparaît.

Les frères Pierre et Jacques Curie appliquaient les efforts de traction et de compression dans le sens de la longueur  $l$  du cristal, qui se trouve (fig. XVI-32-3) perpendiculaire à l'axe optique et à l'axe électrique.

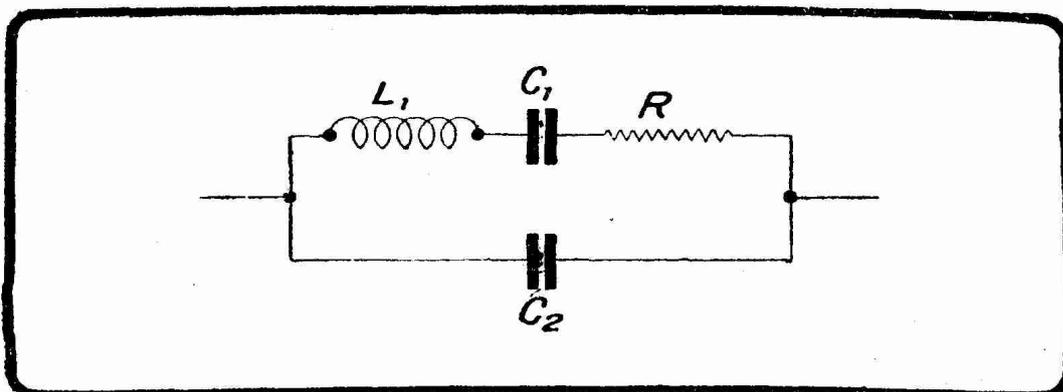


FIG. XVI-32-6. — Circuit équivalent électrique d'un cristal de quartz.

Cady applique les efforts mécaniques dans le sens de l'épaisseur  $e$  du cristal (fig. XVI-32-3). C'est cette épaisseur  $e$  qui détermine dans la disposition de Cady la distance séparant les plaques métalliques entre lesquelles on fixe le cristal (fig. XVI-32-5).

En pratique, la pression sur le cristal doit être très douce. La plaque supérieure est parfois simplement posée sur le cristal. Le plus souvent on ménage un très petit espace entre le cristal et la plaque supérieure afin de ne pas gêner les dilatations du cristal au cours de ses vibrations.

Le cristal vibre suivant l'axe électrique, c'est-à-dire suivant son épaisseur  $e$ .

Un cristal utilisé comme l'a indiqué Cady (fig. XVI-32-4) provoque l'oscillation de la lampe pour une fréquence bien déterminée : la fréquence propre du cristal. La figure XVI-32-6 représente le circuit électrique équivalent du cristal. On s'explique dans ces conditions que la figure XVI-32-4 revenant à la figure XVI-32-7, le cristal  $Q$  de la figure XVI-32-4 inséré dans la grille puisse entretenir dans la lampe des oscillations de fréquence déterminée qui est la fréquence propre du cristal.

Le circuit électrique de la figure XVI-32-6 est d'une étude mathématique complexe. Nous passons bien entendu cette étude sous silence.

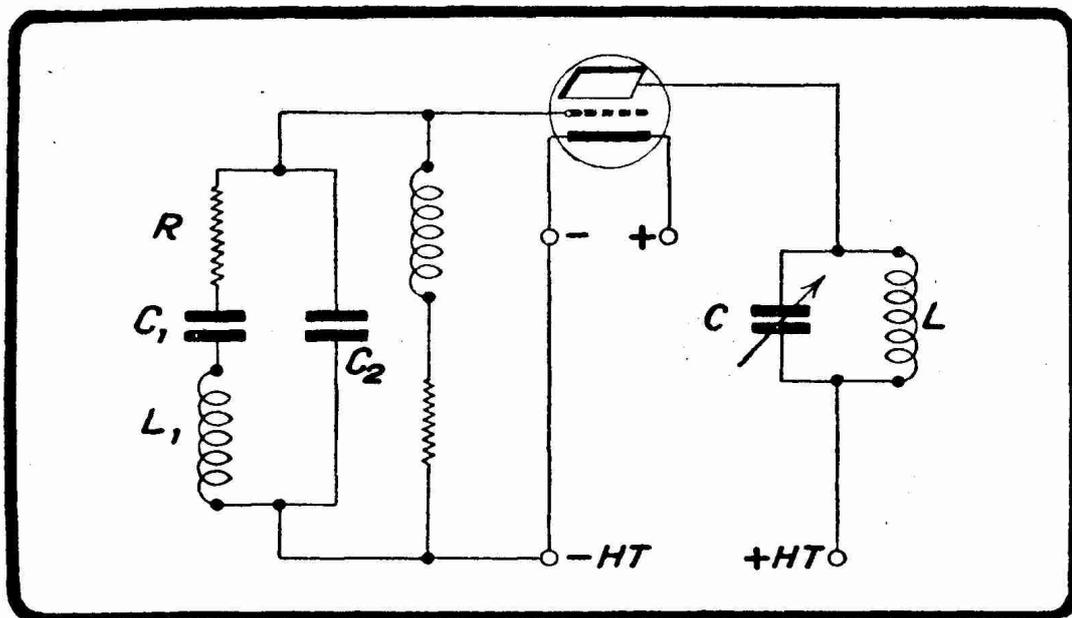


FIG. XVI-32-7. — Circuit équivalent du montage de la figure XVI-32-4.

Les éléments  $L_1$ ,  $C_1$  et  $R$  ont été indiqués par Cady en fonction des dimensions géométriques du cristal (fig. XVI-32-3).

$$C_1 = 0,0022 \frac{bl}{e} \text{ picofarads}$$

$$L_1 = 130.10^6 \frac{e^3}{bl} \text{ microhenrys}$$

$$R = 0,13.10^6 \frac{e}{bl} \text{ ohms}$$

relations dans lesquelles  $b$  est la dimension du cristal suivant l'axe optique,  $l$  sa dimension suivant l'axe mécanique et  $e$  son épaisseur (dimension suivant l'axe électrique).  $b$ ,  $l$  et  $e$  sont en centimètres.

$C_2$  est la capacité propre du condensateur constitué par le cristal et ses armatures métalliques (1). On a,  $S$  étant la surface  $bl$  du cristal :

$$C_2 = 0,39 \frac{S}{e} \text{ micromicrofarads.}$$

$S$  et  $e$  étant exprimés en centimètres.

(1) Pouvoir inducteur spécifique du quartz : 4.49.

La fréquence propre d'un cristal vibrant suivant son axe électrique est donnée en kilocycles par la formule de Hund :

$$f e = 2.870$$

l'épaisseur  $e$  étant en millimètres.

On en déduit :

$$\lambda = 104 e$$

$\lambda$  étant la longueur propre du cristal en mètres, et  $e$  son épaisseur en millimètres.

*La longueur d'onde propre d'un cristal est donc très voisine de 100 fois son épaisseur en millimètres.*

La fréquence d'oscillation d'un quartz est limitée dans le bas par les dimensions maxima qu'une lame taillée en X ou en Y ne peut dépasser. Pratiquement, il est impossible de descendre au-dessous de 25.000 périodes par seconde (ultra-sons). La limite supérieure est conditionnée par la possibilité d'utiliser une lame très mince. En fait, des lames d'épaisseur inférieure à un demi-millimètre sont difficiles à manier. La fréquence maximum d'oscillation pratiquement utilisable d'un quartz se trouve aux environs de 7.000 kilocycles (42 mètres de longueur d'onde).

En pratique, pour des quartz courants,  $L_1$  est de l'ordre de quelques milliers de microhenrys,  $C_1$  de l'ordre de *quelques centièmes de picofarad*,  $R$  de l'ordre de 2.000 à 6.000 ohms. La capacité propre  $C_2$  est de l'ordre de quelques picofarads.

Le circuit équivalent d'un cristal de quartz présente donc un rapport self

de beaucoup supérieur à celui que l'on pourrait obtenir en réalisant capacité

la figure XVI-32-6 à l'aide de bobines et de condensateurs réels. Le coefficient de surtension du circuit équivalent atteint des valeurs prodigieuses : 1.000 et même 10.000 pour des ondes de l'ordre de 3.000 mètres. Le dispositif à cristal correspond donc à une résonance très pointue du circuit de grille ; il n'oscille que pour une bande de fréquences très étroite autour de la fréquence propre définie par la formule de Hund.

On dispose, en conséquence, d'un moyen simple de fixer de manière très précise la fréquence d'oscillation d'une triode : il suffit d'utiliser une « commande » par cristal de quartz dont l'épaisseur conditionne la fréquence propre. Le cristal de quartz constitue ainsi un remarquable *étalon de fréquence*.

Les oscillations obtenues avec une commande par quartz sont d'une stabilité très grande, surtout si l'on prend la précaution de placer le cristal dans un coffret dont on maintient électriquement (thermostat) la température constante. On est parvenu à assurer l'entretien d'oscillations commandées par cristal avec une stabilité telle que les variations de fréquence, au cours de journées entières,

ne dépassent pas  $\frac{1}{100.000}$  et même  $\frac{1}{1.000.000}$ . Les oscillations ne dépendent

plus ni des variations de tension d'anode et de tension de chauffage, ni des incidents qui peuvent se produire en d'autres points du circuit (variation des caractéristiques de la lampe, variation d'accord du circuit d'anode ou de circuits couplés à ce circuit).

Si l'on fait osciller un cristal trop énergiquement dans la grille d'une lampe, c'est-à-dire si l'on demande trop de puissance à la lampe, le cristal s'échauffe et peut se briser, et cela d'autant plus facilement qu'il est plus mince, autrement dit que les ondes à commander sont plus courtes. C'est pourquoi il est assez délicat d'utiliser à la commande d'une lampe des cristaux de moins de 0,5 millimètre d'épaisseur, et hasardeux de dépasser une puissance de quelques watts. Or, l'intérêt de la commande par quartz, en émission, très grand quelle

que soit l'onde envisagée, devient considérable sur les ondes courtes inférieures à 50 mètres où la stabilité des émissions sur une fréquence bien exacte est une condition de première nécessité.

Dans les applications du quartz à la technique de l'amateur, où il ne s'agit, le plus souvent, que de 5 à 10 watts au maximum (émission en QRP), l'emploi d'une commande directe par quartz ne se heurte pas à de grandes difficultés pratiques. En prenant certaines précautions, un quartz peut commander une lampe de 50 watts, mais c'est là un maximum. La valeur normale de la puissance est de 10 watts. Dans les stations plus puissantes (stations d'amateur d'une centaine de watts et stations commerciales de grande puissance) par contre, on est conduit à mettre en œuvre les artifices suivants :

1° On utilise la lampe (de petite puissance) commandée par quartz (1) comme lampe pilote dans un ensemble « master oscillator — power amplifier », fondé sur la technique que nous exposerons dans le paragraphe consacré à l'émission ;

2° On prend, dans le cas d'ondes de 40 mètres, pour fixer les idées, un quartz oscillant sur 80 mètres, et l'on fait apparaître la fréquence double (harmonique 2), c'est-à-dire l'onde de 40 mètres en accordant le circuit LC de la figure XVI-32-4 non plus sur 80 mètres, mais sur 40 mètres. Cette oscillation est amplifiée avec des lampes haute fréquence (classe B ou classe C) de puissances croissantes.

Les postès radiotélégraphiques commerciaux modernes à ondes courtes sont équipés d'après ces principes : une lampe commandée par quartz, développant une puissance de l'ordre du watt, « pilote » la première lampe d'une chaîne amplificatrice produisant, à sa sortie, quelques dizaines de kilowatts.

La commande par quartz est utilisée également dans les émetteurs radio-phoniques. Par ces temps d'encombrement intense de l'« éther », la constance de la fréquence de l'oscillation porteuse présente un intérêt chaque jour croissant.

NOTE. — Les physiciens allemands Giebe et Scheibe ont découvert, en 1925, que les oscillations d'un cristal de quartz peuvent être rendues visibles. Il suffit pour cela de placer un cristal de quartz convenablement taillé dans une ampoule de verre où règne une atmosphère d'hélium et de néon. Si l'on applique aux deux faces du cristal une différence de potentiel dont la fréquence est *exactement* la même que celle de sa résonance propre, le gaz de l'ampoule s'illumine brillamment. La différence de potentiel que l'on applique aux deux faces du cristal est, par exemple, celle que l'on fait apparaître aux bornes d'un circuit oscillant voisin d'un poste émetteur ou d'une lampe en oscillations (ondemètre).

On dispose ainsi de véritables *étalons de fréquence* d'une extrême précision qui permettent de se rendre compte si les oscillations disponibles aux bornes d'un circuit oscillant (ondemètre) et induites par l'onde porteuse d'une station d'émission au voisinage immédiat des circuits de cette station, ont bien une certaine fréquence désirée. Un jeu de quartz lumineux étalonnés de 10 en 10 centimètres, par exemple, et montés en parallèle sur un circuit oscillant convenablement établi, assure donc le contrôle très précis des variations de longueur d'onde d'une station d'émission.

Ces étalons de fréquence, surtout utilisés pour le contrôle (3) des stations de radio-diffusion, sont construits par la Société Loewe Radio de Berlin. Ils se font pour toutes les ondes comprises entre 20 et 2.000 mètres. Une précision supérieure à 0,02 % peut être réalisée par ces quartz lumineux.

*Commande par tourmaline.* — Le quartz n'est pas le seul cristal qu'il soit possible d'utiliser à la commande d'une lampe oscillatrice. Des disques d'une dizaine de millimètres de diamètre taillés dans un cristal de tourmaline suivant

(1) Les cristaux de quartz se présentent pratiquement soit sous forme circulaire (disques), soit sous forme rectangulaire (plaques). Les plaques sont moins chères et peuvent supporter de plus grandes puissances sans se fêler ou se briser.

(2) Une lampe commandée par quartz produit en oscillant de nombreux harmoniques. Ces harmoniques naissent dans le circuit d'anode (circuit LC de la figure XVI-32-4) et non dans le cristal lui-même. Le nombre et l'amplitude de ces harmoniques peuvent être augmentés en rendant dans le circuit LC la self forte par rapport à la capacité.

(3) Il s'agit bien ici d'un « contrôle » et non d'une « commande ». Nous sommes donc en présence d'une remarquable justification de l'emploi du mot « commande » pour exprimer l'action toute active du quartz sur un circuit à lampe du type de la figure XVI-32-4 (voir d'ailleurs note (1) de la page 636).

une orientation convenable <sup>(1)</sup> peuvent servir à la réalisation de montages du type de la figure XVI-32-4. Ces disques sont de 35 % plus épais que les lames de quartz de même fréquence propre. D'autre part, ces lames de tourmaline sont très robustes ; elles peuvent osciller même sous des épaisseurs très faibles ; elles peuvent au cours d'oscillations un peu trop énergiques s'écailler sur leurs bords (par suite de vibrations trop fortes) sans qu'il en résulte le moindre trouble pour leur fonctionnement ultérieur.

La tourmaline permet, en fait, de descendre plus bas en longueur d'onde que le quartz. Sans avoir recours à aucune multiplication de fréquence, on a pu réaliser des lames de tourmaline oscillant sur 250 mégacycles (1,2 mètre de longueur d'onde). Pour ces fréquences extraordinairement élevées, il faut des lampes de petite puissance, mais au-dessous de 60 mégacycles (au-dessus de 5 mètres), on peut commander directement une lampe de 10 watts (10 américaine, CL1257, TC 04/10). Il n'y a ainsi aucune difficulté à faire osciller directement une tourmaline sur les ondes courtes d'amateur (40, 20 et 10 mètres) <sup>(2)</sup>.

**§ 33. — Emploi de la lampe triode à la génération d'oscillations entretenues de fréquences très basses et très élevées.**

La fréquence la plus basse que l'on peut obtenir avec les montages décrits dans le paragraphe 31 est limitée par l'impossibilité où l'on se trouve à partir d'une certaine fréquence de réaliser des enroulements présentant suffisamment de self et une résistance assez faible pour que le coefficient de surtension  $\frac{\omega L}{R}$  du circuit oscillant conserve une valeur compatible avec l'existence d'oscillations.

La fréquence la plus élevée qui peut être produite par ces mêmes schémas appliquant le couplage grille-anode, est conditionnée par la capacité grille anode (non négligeable) et le coefficient de self induction des connexions de grille et d'anode. Les circuits oscillants alors mis en œuvre sont réduits à de simples connexions shuntées par la capacité grille-anode.

*Création de fréquences très basses. Le multivibrateur.* — Abraham et Bloch ont, en 1919, mis au point, pour les besoins de l'étalonnage des ondemètres « une sorte d'hétérodyne à deux lampes » fondée sur le montage classique de l'amplificateur à résistances et dans lequel la tension amplifiée disponible à la sortie de la seconde lampe est reportée à l'entrée de la première. Le schéma complet du dispositif, appelé *multivibrateur* pour des raisons que nous comprendrons dans un instant, est représenté figure XVI-33-1.  $R_1$  et  $R_2$  sont des résistances au graphite de 750.000 ohms ;  $r_1$  et  $r_2$  des résistances bobinées de 50.000 ohms. Les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  peuvent varier de valeurs très petites à quelques centièmes de microfarad.

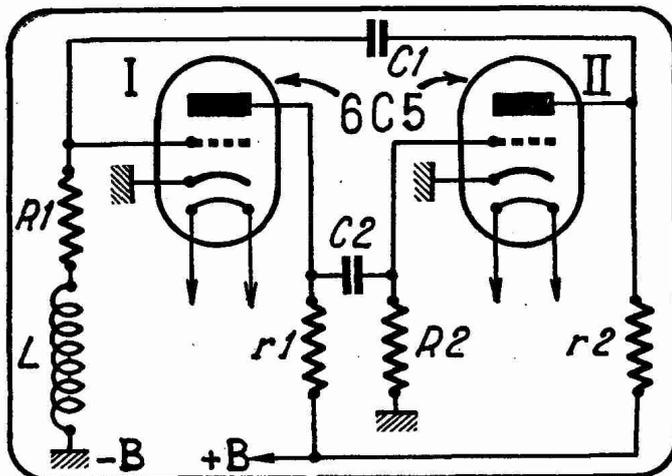


FIG. XVI-33-1. — Multivibrateur utilisant des triodes à chauffage indirect.

(1) Un cristal de tourmaline présente un axe électrique, un axe mécanique et un axe optique. L'axe optique coïncide avec l'axe électrique. On taille les disques oscillants perpendiculairement à l'axe électrique comme pour la taille X du quartz.

(2) Un autre cristal doué de propriétés piézoélectriques est le célèbre sel de Seignette (Cf. *Vues sur la Radio*, de Marc Seignette, pages 217 à 220).

Les deux lampes fonctionnent l'une après l'autre, les grilles bloquant à tour de rôle les courants d'anode au rythme de la décharge des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  à travers les résistances  $R_1$  et  $R_2$ . La fréquence des oscillations produites, oscillations qui peuvent être transmises à un point quelconque d'un circuit voisin à l'aide d'une bobine  $L$  insérée en série avec  $R$ , est approximativement donnée par la relation :

$$f = \frac{1}{C_1 R_1 + C_2 R_2}$$

c'est-à-dire égale à l'inverse de la somme des constantes de temps des circuits de décharge des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ .

Le multivibrateur peut être réglé sur des fréquences variant de 1 période par seconde à 100.000 périodes par seconde, c'est-à-dire à la fréquence maximum d'emploi de l'amplificateur à résistances dans les meilleures conditions. Il donne pour chaque réglage de  $C_1$  et de  $C_2$  une oscillation très riche en harmoniques que l'on peut repérer pratiquement jusqu'au cinquantième (au delà, les harmoniques sont trop resserrés).

Nous avons présenté le multivibrateur comme un générateur d'oscillations à très basse fréquence et, en effet, ce dispositif peut produire une fréquence de l'ordre de 1 ou 2 périodes par seconde, mais là n'est pas son principal domaine d'utilisation. Le multivibrateur est surtout employé à l'étalonnage des ondemètres. La connaissance exacte de son oscillation fondamentale acquise par comparaison avec un étalon de fréquence (diapason électrique) permet de considérer le multivibrateur comme un dispositif donnant toute une série de fréquences en progression arithmétique de raison connue.

REMARQUE. — Des oscillations du type multivibrateur peuvent déclencher le phénomène de *motor boating* (voir paragraphe 28) dans tout amplificateur basse fréquence utilisant une liaison par résistance capacité.

*Création de fréquences très élevées.* — En réduisant la bobine  $L$  d'un oscillateur Hartley à un simple fil reliant la grille et l'anode et en constituant le condensateur d'accord par la simple capacité grille-anode de la lampe, on monte à des fréquences de l'ordre de 300.000.000 périodes par seconde (300 mégacycles) ; en d'autres termes, on descend à des ondes de l'ordre du mètre (1). Pratiquement, il est difficile avec une triode ordinaire montée dans un dispositif oscillateur classique (Hartley, reversed feed back, Mesny (2) ou autre) de descendre au-dessous de 3 mètres de longueur d'onde.

Pour descendre plus bas encore, il faut réaliser des triodes de construction spéciale, présentant des capacités internes très réduites.

Deux ingénieurs du laboratoire de recherches de la RCA Radiotron Company, B. J. Thompson et G. M. Rose Junior ont réalisé, en 1933, des triodes dont les dimensions géométriques des électrodes sont de dix fois plus petites que celles des triodes habituelles, le coefficient d'amplification et la pente conservant les valeurs ordinaires. Les capacités internes sont extrêmement réduites (0,7 pF pour la capacité grille-cathode, 0,07 pour la capacité anode-cathode, 0,8 pour la capacité grille-anode). Avec ces lampes on a pu obtenir à l'aide d'un montage Hartley, dont la bobine était constituée par une boucle de fil de 6 millimètres de diamètre, des oscillations entretenues de 30 centimètres de longueur d'onde. La tension d'anode était de 115 volts

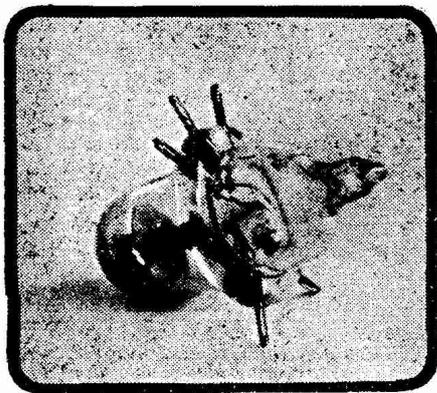


FIG. XVI-33-2. — Triode « boulton » Philips, spéciale pour ondes très courtes.

(1) Expériences de Gutton et Touly, en 1919.

(2) Les montages symétriques sont particulièrement efficaces sur ces fréquences élevées.

et le courant d'anode de 3 mA. Les 30 centimètres constituent une limite inférieure. Des ondes de l'ordre du mètre sont très facilement obtenues. La réalisation industrielle de cette lampe a été la RCA 955 (acorn type) lancée sur le marché en octobre 1934 ; ces lampes sont de la grosseur d'un gland de chêne, d'où leur nom (acorn = gland). La 955 est chauffée sur 6,3 volts et 0,15 ampère : elle peut supporter jusqu'à 180 volts anode, tension à laquelle correspond un courant de 4,5 mA (pour -5 volts grille). Les caractéristiques classiques sont :  $S = 2 \text{ mA/V}$ ,  $k = 25$ ,  $\rho = 12.500 \text{ ohms}$ . Depuis 1937, ces lampes sont construites également par Philips (triode bouton de la figure XVI-32-2).

En 1920, H. Barkhausen et K. Kurz ont observé que, en appliquant à la grille d'une triode à électrodes cylindriques une tension positive de 100 à 200 volts et à l'anode une tension négative modérée, des oscillations de très haute fréquence se produisaient, oscillations dont l'apparition est fondée sur mécanisme entièrement différent de celui qui est mis en œuvre dans les dispositifs habituels à couplage grille-anode, car elles sont *indépendantes de tout circuit oscillant extérieur* (fig. XVI-33-3).

B. Van der Pol, en 1925, explique comme suit le phénomène auquel on a donné le nom de phénomène des oscillations électroniques de Barkhausen.

Les électrons émis par le filament sont attirés avec une grande vitesse par la grille. Ils passent à travers les spires de cette électrode et parviennent dans l'espace grille-anode ; l'anode étant négative tend à repousser ces électrons, et cette répulsion s'ajoute à l'attraction de la grille vers laquelle ils se dirigent à nouveau pour la dépasser, être à nouveau attirés entre grille et filament par la grille et finir par rencontrer

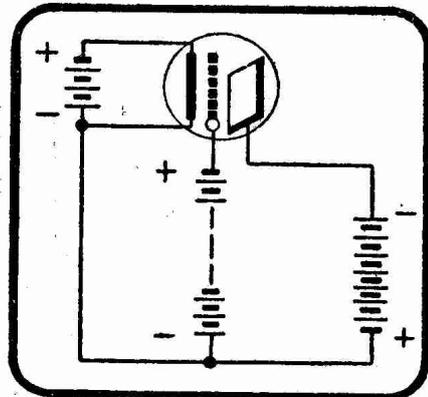


FIG. XVI-33-3. — Oscillateur de Barkhausen et Kurz.

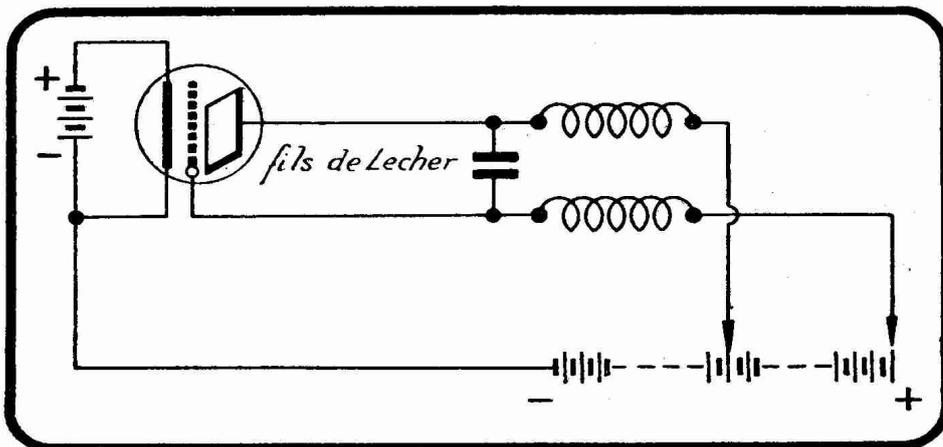


FIG. XVI-33-4. — Dispositif Gill-Morrell. Les bobinages indiqués sont des « bobines de choc ».

cette grille, sur laquelle ils perdent leur charge, après une ou plusieurs oscillations de part et d'autre de cette électrode. Lorsque les électrons retournent de l'espace grille-anode dans l'espace grille-filament, il se produit une sorte de freinage des électrons émis entre temps par la cathode : la charge d'espace entre grille et filament subit une modification. Ces variations de charge d'espace se font à un rythme très rapide auquel correspondent des oscillations électriques dont la fréquence peut atteindre 1.000 Mc/s (1).

(1) Avec des lampes spéciales, on est parvenu à une fréquence de 3.000 Mc/s.

La fréquence produite dépend de divers facteurs, en particulier de la tension positive de grille et du degré de vide de la lampe.

En associant un circuit accordé permettant de mettre en évidence des ondes stationnaires (fils de Lecher) à une lampe montée pour produire des oscillations de Barkhausen, mais avec grille et anode positives, Gill et Morrell obtinrent, en 1925, des oscillations dont la fréquence dépend non seulement de la lampe, mais aussi du circuit accordé qui l'accompagne (fig. XVI-33-4).

Pierret obtint, en 1928, des ondes de 15 centimètres, avec un dispositif comparable à celui de Gill et Morrell (comparable en ce sens que la grille et l'anode sont toutes deux positives : 300 V grille et 40 V anode), et dans lequel les oscillations produites sont mises en évidence non par des fils de Lecher, mais par des ondes stationnaires le long d'une tige métallique reliée à la grille.

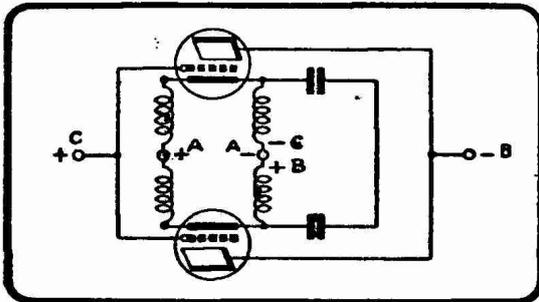


FIG. XVI-33-5. — Dispositif Kozanowski. Les bobines indiquées sont des « bobines de choc ».

quement et présentant un couplage électrostatique filaments-anodes (fig. XVI-33-5).

Les puissances obtenues avec les dispositifs de Barkhausen-Kurz et de Gill-Morrell sont évidemment très faibles, et il est difficile de songer à essayer de réaliser par leur entremise une liaison radiotélégraphique, même à courte distance. H. N. Kozanowski a indiqué, en 1932, un moyen d'obtenir des oscillations de Barkhausen de 60 centimètres de longueur d'onde sous une puissance de 5 watts, à l'aide de deux triodes montées symétriquement.

### § 34. — Oscillatrices triodes pour télévision.

#### I. GÉNÉRALITÉS

Les récepteurs de télévision peuvent être soit à amplification directe, soit à changement de fréquence, aussi bien pour l'image que pour le son.

Pour l'image, la fréquence à recevoir s'étend sur une bande assez large, la porteuse ayant la fréquence de 46 Mc/s. La porteuse du son est sur 42 Mc/s, ces données étant valables pour l'émission actuelle (1948) de la Tour Eiffel.

Si l'on réalise un amplificateur M.F. accordé sur 13 Mc/s environ, en vertu du principe du changement de fréquence, l'oscillateur devra être accordé sur  $46 + 13 = 59$  Mc/s ou sur  $46 - 13 = 33$  Mc/s; il devra donc être accordé sur une fréquence élevée, comprise entre 30 et 60 Mc/s. Aux Etats-Unis, il existe des émissions de télévision dont la fréquence est beaucoup plus élevée. Les oscillateurs triodes classiques convenant aux récepteurs O.C. conviennent aussi, en général, aux récepteurs de télévision.

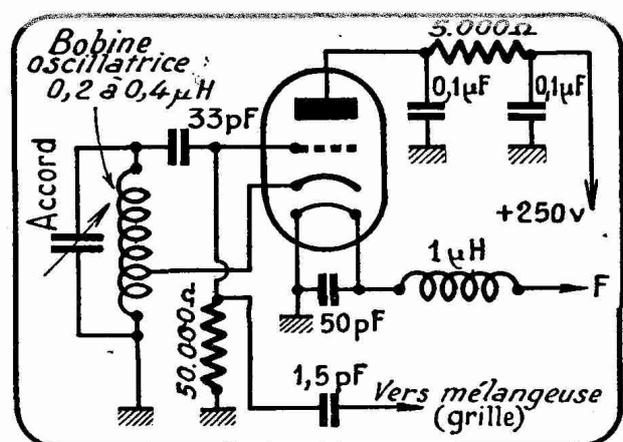


FIG. XVI-34-1. — Oscillateur triode pour télévision équipé d'un tube 6CA.

Dans ces derniers, il est toutefois nécessaire de tenir compte des exigences suivantes :

- 1° Grande stabilité de la fréquence d'oscillations ;
- 2° Réduction aussi grande que possible des harmoniques émis par l'oscillateur ;
- 3° Montage évitant que la fréquence d'oscillation soit rayonnée par l'antenne du récepteur de télévision ;
- 4° Faible consommation, autant que possible.

Dans les récepteurs français, étant donné qu'il n'y a qu'une seule émission, on accorde souvent l'oscillateur au moyen d'un condensateur ajustable.

Il serait toutefois utile de tenir compte de la construction prochaine d'émetteurs provinciaux et, par conséquent, de rendre variable l'accord de l'oscillateur. Cette possibilité est, d'ailleurs, également utile dans le cas d'une seule émission, afin d'obtenir l'accord optimum suivant les circonstances.

## II. TRIODES OSCILLATRICES POUR TÉLÉVISION

Dans la technique américaine, nous mentionnerons la 6C4, dont voici les caractéristiques :

Tension filament .....	6,3 V
Courant filament .....	0,15 A
Tension plaque .....	100 — 250 V
Courant plaque .....	11,8 — 10,5 mA
Tension grille .....	0 — 8,5 V
Résistance interne .....	6.250 — 7.700 $\Omega$
Pente .....	3,1 — 2,2 mA/V
Coefficient d'amplification .....	19,5 — 17 mA/V

Ce sont là les caractéristiques de fonctionnement en classe A. Sont également utilisées très souvent comme oscillatrices les lampes 6J6, 6J5, 6C5, 955. On emploie aussi des pentodes, soit telles quelles, soit montées en triodes, afin de n'utiliser que le minimum de types de lampes dans un même récepteur.

Dans la technique européenne, mentionnons la triode spéciale Miniwatt type EC41 Rimlock, dont le filament se chauffe sous 6,3 V-0,2 A.

La double triode ECC40 Rimlock peut être également utilisée.

La figure XVI-34-1 donne le schéma d'un oscillateur triode pour télévision équipé d'une 6C4. L'oscillation est obtenue par couplage cathodique, la bobine d'oscillation étant constituée par la fraction de la self grille située entre cathode et masse.

La plaque est, au point de vue H.F., à la masse. Au point de vue du continu, la tension anodique est filtrée par une cellule composée d'une résistance et de deux condensateurs. La liaison avec la mélangeuse est obtenue en reliant la grille de la 6C4 à celle de la mélangeuse par un condensateur de faible valeur : 1,5 pF.

On remarquera également la présence d'une bobine d'arrêt de 1  $\mu$ H dans le fil alimentant le filament ; son but est d'éviter le passage de la H.F. dans l'alimentation.

### § 35. — Considérations pratiques sur les lampes triodes oscillatrices et amplificatrices HF de puissance.

Une lampe oscillatrice est essentiellement, nous l'avons longuement expliqué, une lampe amplificatrice haute fréquence de puissance. Elle doit pouvoir donner une puissance anodique importante et son anode doit pouvoir dissiper en chaleur un nombre de watts d'autant plus élevé que la puissance que l'on désire fournir au circuit oscillant est plus grande à rendement égal.

Ces deux conditions exigent :

1° Que la cathode présente une émission électronique importante susceptible de créer un courant anodique autrement intense que celui que l'on a l'habitude de constater dans le cas d'une lampe de réception.

2° Qu'une tension anodique élevée soit mise en jeu.

3° Que des dispositions soient prises pour que l'anode dissipe facilement à travers l'ampoule de la lampe la chaleur que lui communique le bombardement électronique intense auquel elle est soumise.

C'est par ces points que les lampes oscillatrices et amplificatrices haute fréquence de puissance <sup>(1)</sup> diffèrent des lampes de réception.

Jusqu'à une quinzaine de watts, une lampe BF de petite ou moyenne puissance peut fort bien être utilisée comme oscillatrice ou amplificatrice HF de puissance, classe B ou C. C'est ainsi que les tubes américains 10, 45 et 50 conviennent aussi bien à l'oscillation qu'à l'amplification jusqu'à une douzaine de watts. Pour des puissances plus élevées, il existe des lampes triodes spéciales prévues pour l'oscillation ou l'amplification HF classe C, fonctions qui, rappelons-le, se ramènent l'une à l'autre.

Nous appellerons ces lampes, dans la suite de ce paragraphe, lampes d'émission.

Les lampes d'émission ont une cathode constituée par un filament de tungstène, cela pour les raisons exposées au paragraphe 4 du présent livre (bombardement positif du filament par les ions positifs libérés dans l'ionisation du gaz restant dans l'ampoule, par les électrons émis par ce filament). Ces lampes sont donc essentiellement à chauffage direct. Comme il faut une émission électronique importante et comme le tungstène est un « émetteur d'électrons » assez paresseux, on est amené à constituer les filaments des lampes d'émission par de gros fils de tungstène (diamètres de l'ordre du millimètre) exigeant pour leur chauffage une puissance relativement considérable, généralement égale au dixième de la dissipation anodique. Ainsi une lampe de 5 kilowatts (c'est-à-dire une lampe dont la dissipation anodique maximum tolérée est de 5 kW) consomme pour le chauffage de son filament un peu plus de 500 watts. Une lampe de 70 kW prend près de 7 kW au filament. Ces filaments énormes présentent une inertie calorifique importante et peuvent être chauffés en alternatif brut, les précautions indiquées figure XVI-31-20 étant prises.

Les filaments thoriés ou à oxyde (lampes types TB et TC Philips par exemple) ne sont mis en œuvre que dans les triodes oscillatrices de 200 à 300 watts au plus. Ils sont habituels dans les triodes oscillatrices utilisées par les amateurs émetteurs (1.500 volts anode au plus).

L'anode est constituée par une plaque de molybdène noircie pour que le rayonnement de la chaleur soit facilité (propriété du corps noir) et l'ampoule de verre est de dimensions d'autant plus grandes que la puissance

---

(1) Les lampes oscillatrices et amplificatrices HF de puissance présentent des coefficients d'amplification un peu plus élevés que ceux des lampes de réception, du fait des fortes tensions anodiques employées. Les résistances internes, d'autre part, sont de l'ordre de celles de lampes de réception : les distances entre électrodes sont plus grandes, mais les surfaces de ces électrodes sont aussi plus grandes.

de la lampe est plus élevée (1). L'établissement du vide, qui doit être très poussé du fait des tensions anodiques considérables mises en jeu, dans ces grandes ampoules renfermant des masses métalliques importantes (électrodes et leurs supports) où les gaz occlus abondent, est une opération très délicate. Le pompage d'une lampe de plusieurs dizaines de kilowatts exige plusieurs journées. Il s'effectue la lampe étant mise dans un four pour provoquer le dégagement des gaz occlus.

Pour les puissances dépassant le kilowatt, on est amené à donner à l'ampoule des dimensions prohibitives (2) ; aussi a-t-on été obligé d'adopter des dispositions spéciales pour assurer le refroidissement de l'anode. C'est dans cet esprit que l'on a construit des lampes à refroidissement par eau dont un type très caractéristique, le cooled anode transmitter (CAT) numéro 6 de la Marconi Osram (Gecovalve), est représenté figure XVI-35-1.

Dans ces lampes, l'anode, d'ordinaire en cuivre, métal qui présente une conductibilité calorifique élevée, constitue une partie importante de l'« ampoule » de la lampe et le verre n'est plus employé que pour assurer l'isolement des sorties de grille et de filament (3). L'anode est plongée dans une chemise métallique dans laquelle circule un courant d'eau froide qui assure la dissipation de la chaleur absorbée par l'anode. La soudure étanche de l'anode de cuivre au verre est un problème des plus complexes qui a reçu diverses solutions satisfaisantes mais dont l'exposé sort du cadre de cet ouvrage.

Les grilles des lampes d'émission, qui dissipent une certaine puissance puisqu'il y a courant grille, nous l'avons vu à propos de la figure XVI-27-2, sont en molybdène ou encore en tungstène. On prévoit que, lorsque la technique réalisera des triodes de plusieurs centaines de kilowatts, il sera nécessaire d'assurer également le refroidissement des grilles par circulation d'eau.

Le tableau qui accompagne ce paragraphe donne les caractéristiques principales d'une série de lampes d'émission du type amateur et du type industriel.

La tendance moderne en matière d'émission est, pour des raisons de stabilité et de sécurité, de ne pas faire osciller de lampes d'une puissance dépassant 100 watts. Les oscillations sont produites par une lampe de quelques dizaines de watts et la puissance des oscillations ainsi produites est amplifiée dans des étages classe B ou C, équipés avec des lampes de puissance croissante (montage *master oscillator power amplifier*).

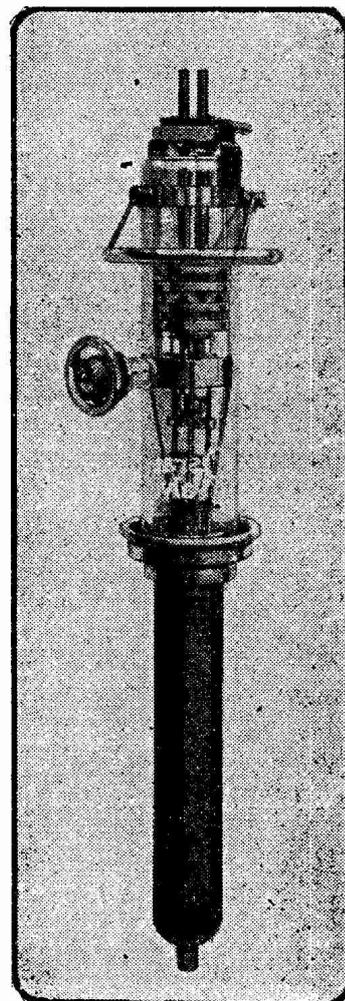


FIG. XVI-35-1. — Lampe d'émission de 12 kilowatts à refroidissement par eau (CAT6 Marconi-Osram). L'anode est la partie allongée inférieure. La prise de grille correspond à la sorte de volant sur le côté gauche du tube. Les prises filament sont les deux tiges supérieures.

(1) L'ampoule contribuant au rayonnement de la chaleur doit être de surface d'autant plus grande que la chaleur que lui communique l'anode est plus grande. Bien entendu, elle ne peut prendre des températures produisant le ramolissement du verre...

(2) Déjà une lampe de 250 watts exige une ampoule sphérique de 20 centimètres de diamètre.

(3) Cette technique de l'élimination du verre et de la mise en œuvre d'une anode extérieure a été appliquée aux lampes de réception en 1933.

## Caractéristiques de quelques lampes d'émission

TYPE	MARQUE	NATURE de la cathode	CHAUF- FAGE		Tension d'anode max. en volts	Courant de saturation mA	$\sigma$ m A/V	k	$\rho$ ohms	Dissipation anodique max. Pa watts	OBSERVATIONS
			Volts	Ampères							
TC 03/5	Philips	oxyde	4	0,28	300	100	1,5	6	4.000	6	pr amateur
TC 04/10	Philips	oxyde	4	1,1	500	400	2,2	25	11.400	10	pr amateur
TC 1,5/50	Philips	oxyde	6	1,1	1.500	600	3,2	16	5.000	50	pr amateur
TC 1/75	Philips	oxyde	10	1,6	1.500	1.500	5	25	5.000	75	pr amateur
TB 2/250	Philips	thoriée	11	3,8	2.000	2.000	3	25	8.300	200	
TA 3/500	Philips	tungstène	16	8,5	4.000	700	3	40	13.500	400	
TA 4/250	Philips	tungstène	12,5	5,5	4.000	450	1,2	30	25.000	250	
TA 4/1.500	Philips	tungstène	16	16	5.000	1.500	4	40	10.000	750	
TA 7/700	Philips	tungstène	12,5	7,7	7.000	450	1,7	75	45.000	400	
TA 10/2.500	Philips	tungstène	12,5	24	12.000	1.500	2,5	130	50.000	750	
801	USA		7,5	1,25	600			8		20	pr amateur
RK 35	USA		7,5	3,25	1.250			10		35	pr amateur
50 T	USA		5	6	3.000			12		50	pr amateur
838	USA		10	3,5	1.250					100	pr amateur
805	USA		10	3,25	1.500					125	pr amateur
150 T	USA		5	10	3.000			13		150	pr amateur
TA 10/5.000 K	Philips	tungstène	21,5	26	12.000	3.000	4	20	5.000	5.000	anode refroidie par eau
CAT 6	Geco- valve	tungstène	20	75	12.000	10.500	9	45	5.000	12.000	anode refroidie par eau
TA 12/20.000	Philips	tungstène	21,5	79	15.000	11.000	10	40	4.000	12.000	anode refroidie par eau
TA18/100.000	Philips	tungstène	33	207	18.000	50.000	20	45	2.250	70.000	anode refroidie par eau

## CHAPITRE V

## LA LAMPE TRIODE ET LA FONCTION DETECTRICE

## § 36. — Considérations générales.

La fonction détectrice est la première que l'on ait songé à demander à la triode de remplir. Lee de Forest, en adjoignant à la diode la troisième électrode (grille), n'avait dans l'esprit que la réalisation d'un détecteur plus sensible que ceux dont on disposait à l'époque (1907).

La technique moderne, moyennant certaines précautions *très simples*, a rendu possible la réalisation d'une détection par triode d'une sensibilité remarquable et d'une fidélité tout à fait satisfaisante.

Il est commode pour l'exposition didactique de notre sujet de classer les montages détecteurs à triode d'après l'amplitude des oscillations qui sont appliquées à leurs bornes d'entrée. On distingue, en conséquence :

Les montages détecteurs sur lesquels agissent des oscillations haute fréquence <sup>(1)</sup> d'amplitude faible ;

Les montages détecteurs sur lesquels agissent des oscillations haute fréquence <sup>(1)</sup> d'amplitude forte.

En gros, on peut dire que dans le premier groupe se range la détection d'oscillations dont l'amplitude est moindre que 0,8 ou 1 volt et que dans le second groupe se range la détection d'oscillations dont l'amplitude est supérieure à cette valeur.

Dans chaque groupe la détection peut se faire suivant deux mécanismes différents que l'on appelle classiquement :

Détection par utilisation de la caractéristique plaque (ou anode) ;

Détection par utilisation de la caractéristique grille.

Nous appellerons respectivement ces deux modes de détection *détection anode* et *détection grille*.

## § 37. — Détection d'oscillations de petite amplitude.

C'est évidemment le problème qui a été résolu le premier, au temps où l'on ne savait pas encore amplifier en haute fréquence. Les « amplitudes faibles » en question varient pratiquement de quelques centièmes de volt à 1 volt. Une valeur normale d'amplitude faible est 0,2 volt.

1° *Détection par l'anode.* — Le montage d'une triode en détectrice par l'anode est représenté figure XVI-37-1. Dans la grille se trouve le circuit d'accord LC qui peut être le secondaire d'un montage Tesla ou le circuit oscillant d'un montage direct (dans ce dernier cas, l'antenne est branchée en *a* et la terre en *b*), ou encore le circuit oscillant de couplage d'un amplificateur HF de petite puissance. N'oublions pas que nous supposons avoir affaire à des oscillations d'amplitude faible.

Les oscillations induites dans LC par l'émission à recevoir produisent aux bornes *a* et *b* de la bobine *L* une

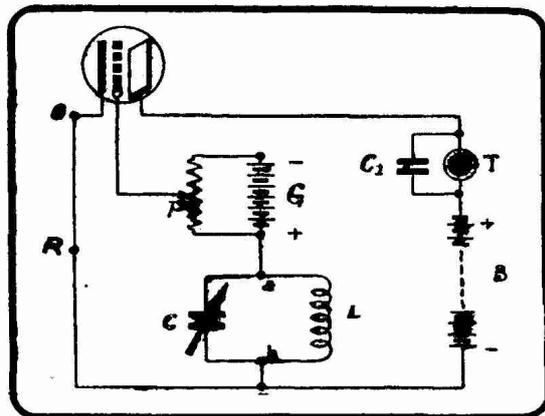


FIG. XVI-37-1. — Montage d'une triode en détectrice par la plaque (par l'anode).

Dans le cas d'une lampe à chauffage indirect, *O* est la cathode équipotentielle.

Dans le cas d'une lampe à chauffage direct, *O* est l'extrémité négative du filament.

(1) Oscillations HF amorties, entretenues pures ou entretenues modulées (radiotéléphonie).

différence de potentiel alternative dont la fréquence  $f$  est liée à la longueur d'onde reçue  $\lambda$  par la relation connue  $\lambda = \frac{V}{f}$ . L et C sont, d'autre part, liés à  $f$  par la formule de Thomson.

Le potentiel de la grille va donc varier par rapport au filament d'une certaine quantité de part et d'autre d'une valeur moyenne dont nous allons déterminer la valeur optimum.

Considérons à cet effet la courbe caractéristique de la figure XVI-37-2. A tension anode et à chauffage constants, on peut déplacer ce que nous avons appelé le point figuratif du fonctionnement de la lampe le long de la caractéristique par simple modification du potentiel grille. Il suffit pour cela d'utiliser le

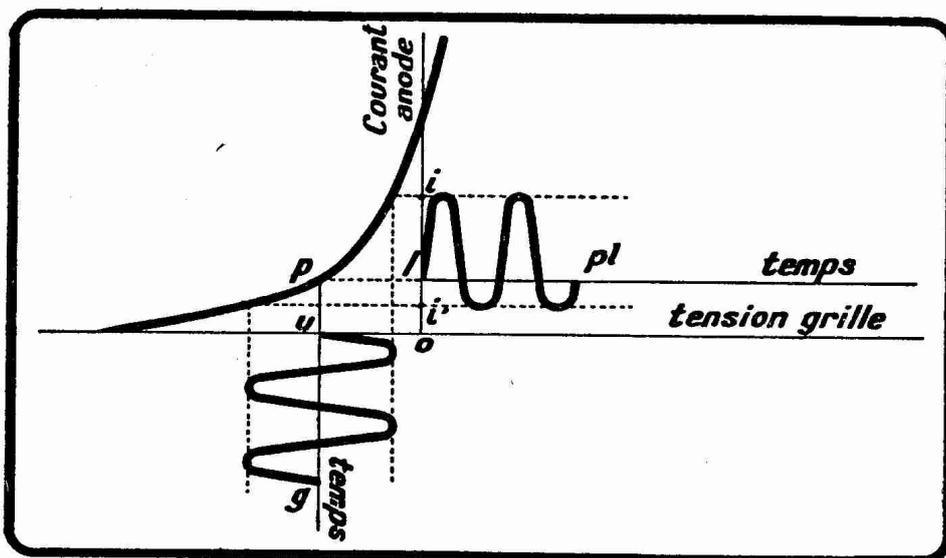


FIG. XVI-37-2. — Mécanisme de la détection par l'anode. Utilisation de la courbure inférieure de la caractéristique.

montage potentiomètre P batterie grille G de la figure XVI-37-1, en inversant au besoin la polarité de G par rapport à la grille pour obtenir des potentiels de grille positifs. Supposons donc que, par la manœuvre judicieuse du potentiomètre P, nous ayons amené le point de fonctionnement p dans la partie courbe inférieure de la caractéristique et soit  $u$  la valeur du potentiel grille correspondant. Lorsque des oscillations amorties ou entretenues sont reçues, il se développe aux bornes  $a$  et  $b$  du circuit d'accord de grille une différence de potentiel alternative : le potentiel de la grille va varier par rapport au filament de part et d'autre de la valeur  $u$ , comme le montre la courbe  $g$  de la figure XVI-37-2 qui suppose que l'on a affaire à des oscillations entretenues. Mais comme nous nous trouvons au début de la partie courbe inférieure de la caractéristique d'anode, les variations du potentiel grille à droite de  $u$  produiront des variations de l'intensité d'anode plus importantes que les variations du potentiel grille se faisant à gauche de  $u$ . En d'autres termes, la quantité  $i$  sera plus grande que la quantité  $i'$  ainsi que le montre la courbe  $pl$  de la figure XVI-37-2.

On s'efforce de régler  $u$  par la manœuvre du curseur du potentiomètre P, de telle façon que  $i'$  soit aussi petit que possible par rapport à  $i$ .

Dans le cas d'ondes amorties, il va y avoir donc au passage de chaque train d'ondes variation du courant d'anode. Le téléphone T va en conséquence vibrer tout comme s'il se trouvait dans le circuit d'un détecteur à galène (voir théorie du détecteur redresseur). Chaque train d'ondes va produire une variation du courant moyen d'anode ; si l'on est en présence d'une amortie caractérisée par  $N$  étincelles par seconde, le téléphone rend un son de fréquence  $N$ .

La réception des ondes entretenues et de la téléphonie avec le dispositif de la figure XVI-37-1 appelle les mêmes remarques que celles que nous avons

faites précédemment à propos de la théorie élémentaire du détecteur rectificateur.

On aurait pu (en supposant avoir affaire à une lampe à courant de saturation « accessible ») utiliser de manière tout à fait analogue la partie courbe supérieure de la caractéristique d'anode en donnant à  $u$  la valeur convenable d'après la position de cette caractéristique par rapport aux axes de coordonnées <sup>(1)</sup> (fig. XVI-37-3). Mais l'utilisation de la courbure supérieure, lorsqu'elle

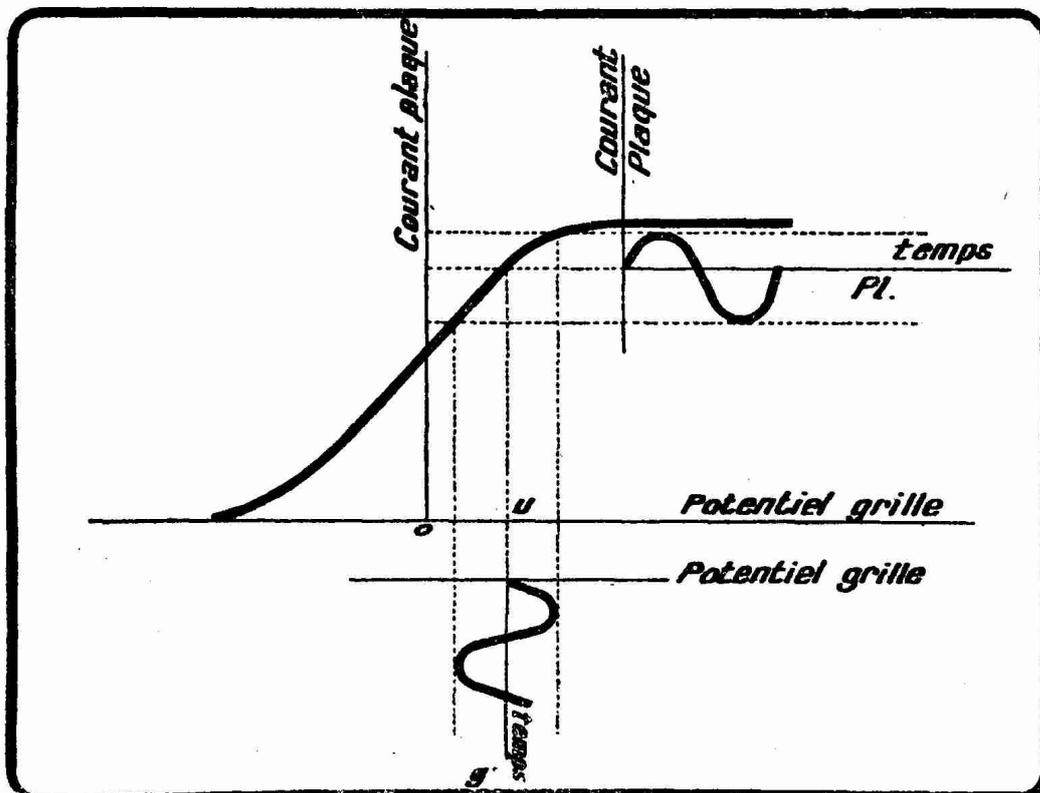


FIG. XVI-37-3. — Détection par utilisation de la courbure supérieure de la caractéristique. — Pure spéculation théorique.

existe pratiquement, correspond d'une part à des courants moyens anodiques élevés et d'autre part, puisque la grille est toujours positive, à l'apparition d'un courant de grille, cause de déformation et de baisse de sélectivité. C'est pourquoi la courbure supérieure n'est jamais utilisée.

On remarquera, en comparant les figures XVI-37-1 et XVI-37-2, que la détection par l'anode représentée figure XVI-37-2 fonctionne à la manière d'une amplification de la classe B dont la polarisation  $u$  serait légèrement inférieure en valeur absolue à la valeur qu'exige la théorie de cette amplification classe B, autrement dit cette figure représente les conditions de fonctionnement en classe AB (voir paragraphe 21, 6°, page 590).

Lorsque l'on utilise la disposition de la figure XVI-37-2, c'est-à-dire une polarisation par batterie, on peut régler la tension de cette batterie, donc la valeur de la polarisation, exactement comme s'il s'agissait d'un amplificateur classe B. Le courant inverse  $i_i'$  de la figure XVI-37-2 est alors nul et le rendement de la détection est meilleur.

En pratique, la mise en œuvre d'une polarisation par batterie est gênante et l'on préfère employer, surtout dans le cas d'une lampe à chauffage indirect, une polarisation automatique par résistance de cathode que l'on monte, avec son condensateur de shunt, en R de la figure XVI-37-1. On ne peut alors choisir comme point figuratif de repos le départ de la courbe caractéristique, comme dans

(1) Cette position dépend comme on le sait, pour une lampe donnée, du chauffage du filament et de la tension d'anode.

la figure XVI-17-1, point qui, dans une courbe caractéristique d'anode de triode, correspond à zéro milliampère anode et pour lequel il n'y a pas de chute dans la résistance de cathode, qui n'est traversée par aucun courant. On est ainsi conduit, dans le cas d'une polarisation par résistance de cathode, à réaliser les conditions de fonctionnement de la figure XVI-37-2.

Si l'on désire amplifier la tension détectée, on effectue la liaison du circuit d'anode de la détectrice à la grille de la lampe BF par l'un des procédés classiques de la résistance, de l'impédance ou du transformateur. L'organe de liaison est alors monté figure XVI-37-1 à la place du téléphone T. Le condensateur  $C_1$  shuntant T, qui sert à assurer le passage des oscillations à haute fréquence dans le circuit d'anode (oscillations qui pourraient se trouver arrêtées en partie par l'impédance du téléphone) et dont la valeur est habituellement de 2.000 pF, subsiste, bien entendu, lorsque l'on fait suivre la lampe détectrice par une amplification basse fréquence.

*La détection par l'anode, dans le cas d'amplitudes faibles, est d'une sensibilité très médiocre.* On remarquera d'autre part qu'elle fournit une détection parabolique <sup>(1)</sup> du type de la figure XV-4-8. En effet, la partie courbée inférieure de la caractéristique d'anode d'une triode peut être assimilée à un arc de parabole. Cette détection par l'anode ne donne pas ainsi une reproduction fidèle de la modulation dans le cas de la radiotéléphonie : les amplitudes les plus grandes sont avantagées par rapport aux plus faibles.

Le courant détecté ne reproduit donc pas fidèlement le courant modulé d'attaque et cela d'autant plus nettement que la modulation est plus profonde (plus grande variation d'amplitude) <sup>(2)</sup>. Pour un taux de modulation de 100 %, la distorsion (proportion de l'harmonique 2) est de 25 %, c'est-à-dire parfaitement perceptible à l'oreille. Or, la tendance actuelle des stations de radiodiffusion est d'augmenter leur taux de modulation de telle façon qu'aux « forte » un taux de 100 % est couramment atteint... ou effleuré.

Ces deux défauts de la détection par l'anode ont fait que la détection des signaux faibles s'effectuait jadis par la grille, mode de détection que nous allons maintenant étudier.

*2° Détection par la grille.* — C'est la méthode qui a été de tout temps employée en Europe et qui a été réalisée pour la première fois par Lee de Forest en 1907. Elle donne une sensibilité comprise entre le double et le quintuple de celle que l'on obtient avec la détection par l'anode.

Le montage détecteur classique par la grille est représenté figure XVI-37-4. Nous supposons avoir affaire à une lampe triode à chauffage direct. La source A est de 2 ou 4 volts suivant le type de lampe employé et la source B de 40 à 150 volts. Dans la grille se trouve un condensateur  $C_1$ , dit condensateur de détec-

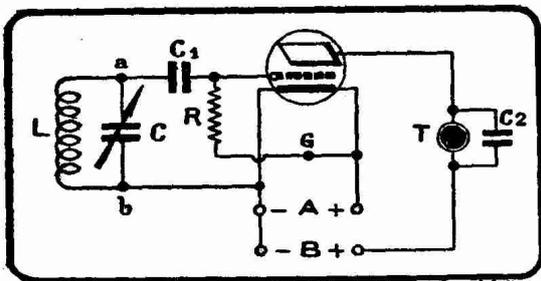


FIG. XVI-37-4. — Détection par la grille dans le cas d'une lampe à chauffage direct.

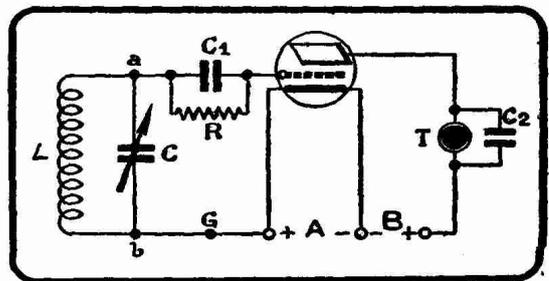


FIG. XVI-37-5. — Variante dite du condensateur shunté.

tion. Une résistance R, dite *résistance de fuite* ou *résistance de détection*, relie la grille au + de la source de chauffage A.

(1) Le courant détecté est proportionnel au carré du potentiel d'attaque de la grille.  
 (2) La chose a été mise en évidence par la figure XV-4-8.

Une autre disposition fort employée consiste à monter la résistance R en parallèle sur le condensateur C<sub>1</sub>, qui prend alors le nom de *condensateur shunté*, et d'effectuer le retour de grille au + A. Cette disposition, dite souvent *détection par condensateur shunté*, est représentée figure XVI-37-5.

On peut expliquer le mécanisme de la détection par la grille d'oscillations de faible amplitude de la manière très élémentaire suivante.

Considérons la caractéristique tension grille-courant grille de la lampe, autrement dit la caractéristique grille de cette lampe (fig. XVI-37-6).

Lorsque cette lampe est une lampe à chauffage direct du type communément employé sur des postes « batteries » (L410, A415, etc.), le courant grille commence en O ainsi que nous l'avons dit à propos de la figure XVI-11-3. Représentons figure XVI-37-6 la caractéristique grille. En l'absence d'oscillations, la polarisation de la grille se règle automatiquement à la valeur positive u<sub>1</sub> correspondant au courant de grille i<sub>1</sub> déterminé par le branchement de la grille au + A à travers la résistance R. On a :

$$i_1 = \frac{A}{R}$$

En effet, la résistance filament-grille est petite par rapport à R et tout se passe, au point de vue courant grille, comme si la source A débitait purement et simplement à travers R.

Donc, au repos, c'est-à-dire lorsqu'il n'y a pas de différence de potentiel alternative entre a et b (pas de signal à détecter), la tension de la grille se règle automatiquement à u<sub>1</sub> volts (1).

Supposons que nous recevions une oscillation amortie qui provoque aux bornes a et b de LC l'apparition d'une tension alternative de la forme de la figure XVI-37-7.

Cette tension varie, au départ, de part et d'autre de la tension moyenne u<sub>1</sub>,

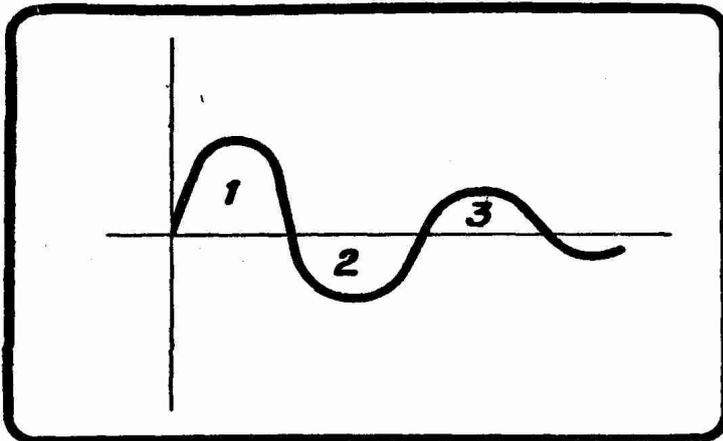


FIG. XVI-37-7. — Oscillation amortie. 1 et 3 sont les alternances dites positives. 2 est l'alternance dite négative.

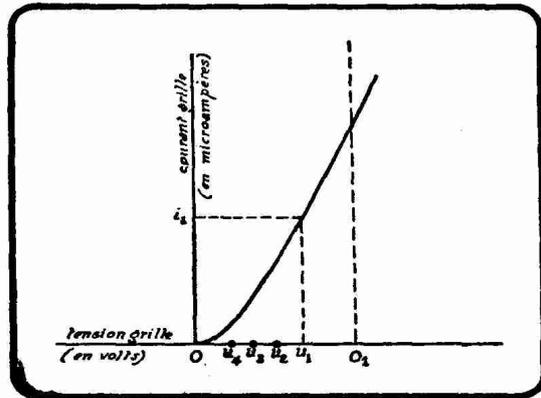


FIG. XVI-37-6. — Caractéristique grille donnant les variations du courant grille en fonction de la tension grille.

qui prend naissance comme nous venons de l'expliquer.

Supposons que la première alternance, alternance 1 de la figure XVI-37-7, soit « positive », c'est-à-dire qu'elle tende à augmenter algébriquement le potentiel de la grille. Le point figuratif du potentiel de grille qui était u<sub>1</sub> avant l'arrivée du train d'ondes, va se déplacer vers la droite ; il se produit une faible augmentation du courant de grille, ce qui a pour effet d'apporter une charge négative à cette électrode (des électrons émis par le filament sont captés

(1) Pratiquement, u<sub>1</sub> est de l'ordre de quelques dixièmes de volt. On peut agir sur u<sub>1</sub>, déplacer u<sub>1</sub> vers la gauche, en agissant sur le courant grille au repos. Pour cela, il faut diminuer la polarisation positive. Un moyen excellent consiste à monter entre les extrémités — et + filament de la lampe un potentiomètre d'une centaine d'ohms sur le curseur duquel s'effectue le retour du circuit grille (points G des figures XVI-37-4 et XVI-37-5). Il est ainsi possible de régler entre 0 et + A la polarisation appliquée à ce circuit.

par la grille, qui acquiert de ce fait une charge négative), le point figuratif du potentiel grille se déplace alors vers la gauche, revient en  $u_1$ , dépasse  $u_1$  et arrive en  $u_2$ . L'alternance suivante 2, qui tend à rendre la grille plus négative, amènera son point de fonctionnement un peu plus loin vers la gauche en  $u_3$ . L'alternance « positive » 3 produira à partir de  $u_3$  les mêmes déplacements du point figuratif de la tension grille que l'alternance « positive » 1 à partir de  $u_1$  : le point figuratif de la tension grille viendra encore à gauche de  $u_3$ , en  $u_4$  par exemple, etc.

Le condensateur de détection  $C_1$  prend ainsi une charge de plus en plus négative qui correspond à une diminution de la tension positive de la grille. Cette variation (diminution algébrique) de la tension de grille est amplifiée par la lampe à la façon ordinaire ; il se produit donc une variation du courant moyen d'anode dans le même sens (diminution) que la variation de la tension de grille.

Il est nécessaire entre les trains de faire revenir la tension de grille en  $u_1$ , car si la grille devenait indéfiniment négative, on atteindrait et dépasserait le point O à gauche duquel il n'y a plus de courant grille, donc plus de déplacement du point figuratif de la tension grille par augmentation de la charge négative de  $C_1$ . Ce retour à la tension  $u_1$  s'effectue par la résistance R à travers laquelle  $C_1$  se décharge lentement (R est très élevé) (1).

A chaque train d'ondes il se produit ainsi une diminution du courant d'anode, suivie d'un retour de ce courant à sa valeur de départ. Il en résulte que chaque train d'ondes produit une impulsion de la membrane du téléphone T. S'il y a N trains par seconde, le téléphone rendra le son de fréquence N.

Dans le cas de la réception des ondes entretenues, il n'y a variation du courant moyen d'anode qu'au début et à la fin d'un point ou d'un trait. La tension moyenne de grille (points figuratifs  $u_1$ ,  $u_2$ ,  $u_3$ , etc.) baisse régulièrement jusqu'à ce qu'il s'établisse une compensation entre la décharge de  $C_1$  à travers R et l'apport des charges négatives à la grille. La tension de grille demeure alors fixe jusqu'à la cessation de l'attaque de grille. On ne perçoit rien dans le téléphone T qui est pratiquement parcouru par un courant continu variant au seul rythme de la manipulation, donc à fréquence trop basse pour être perçue par l'oreille. Pour recevoir la télégraphie entretenue à l'aide d'une triode détectrice, il faut lui adjoindre un des dispositifs (hétérodyne, autodyne) dont il va être question tout à l'heure.

La téléphonie est normalement audible avec les dispositifs détecteurs par la grille des figures XVI-37-4 et XVI-37-5. Le courant moyen d'anode varie à peu de chose près au rythme de la modulation.

REMARQUE. — La détection par la grille s'explique d'une façon différente en serrant d'un peu plus près la réalité des faits. Elle peut, en effet, être considérée comme s'effectuant en deux étapes :

1° les signaux sont redressés dans le circuit grille par l'utilisation de la caractéristique grille ;

2° la variation de tension qui en résulte aux bornes de R est amplifiée par la triode fonctionnant en amplificatrice BF classique.

On remarquera que cette dernière partie du mécanisme s'effectue dans de mauvaises conditions de rendement, la triode des figures XVI-37-4 et XVI-37-5 étant peu apte à fonctionner de manière convenable en amplificatrice BF (pas de polarisation négative de grille, courant grille, donc déformation).

Les figures XVI-37-4 et XVI-37-5 concernent une lampe à chauffage direct. Dans le cas d'une lampe à chauffage indirect, on effectue le retour de grille sur la cathode équipotentielle et l'on obtient le schéma de la figure XVI-37-8.

La courbe caractéristique grille d'une triode à chauffage indirect commence à environ  $-1$  ou  $-1,5$  volt grille ainsi que nous l'avons dit à propos de la figure XVI-11-3. La figure XVI-37-6 doit donc être modifiée en transportant l'axe ver-

(1) Dans la première triode de Lee de Forest (audion), lampe molle, c'est-à-dire au vide peu poussé, la grille se déchargeait dans l'espace filament grillé, du fait de la présence d'ions positifs. Le montage détecteur primitif de Lee de Forest correspondait à la figure XVI-37-4, abstraction faite de la résistance R qui était inutile.

tical O parallèlement à lui-même en  $O_1$ . La polarisation de départ  $u_1$  est alors négative. A cette différence près, le mécanisme de la détection par la grille est le même pour une triode à chauffage indirect que pour une triode à chauffage direct. Mais, point capital, la lampe à chauffage indirect est une détectrice supérieure à la lampe à chauffage direct. Dans une lampe triode à chauffage direct, la polarisation de la grille n'est pas la même par rapport à tous les points du filament le long duquel se produit une chute de tension égale à la tension de chauffage : les propriétés détectrices varient le long du filament (1). Dans les lampes à chauffage indirect tous les points de la cathode sont au même potentiel et l'effet détecteur n'est pas compliqué, diminué comme dans une lampe à chauffage direct.

Figures XVI-37-4, XVI-37-5 et XVI-37-8, le condensateur  $C_2$  est de 2.000 pF ; il peut être placé soit comme l'indiquent les figures en question, soit en parallèle sur l'ensemble T, source B.

Si la détection par la grille est suivie d'une amplification BF, on monte l'organe de liaison (résistance, impédance, transformateur) à la place du téléphone T.

En déterminant la tension d'anode de fonctionnement (tension de la source B) d'une triode détectant par la grille, il est important de se souvenir que la lampe fonctionne à une polarisation très voisine de 0 volt. Le courant d'anode est donc très élevé relativement et l'on est conduit à adopter, pour la source B, une tension moindre que la tension maximum indiquée par le constructeur de la lampe. Ainsi dans le cas d'une lampe « batteries » (comme la HL2 ou la KBC1), on adoptera, en général, 80 volts anode au lieu de 150. Dans le cas d'une lampe secteur alternatif (comme la EBC3 ou la 6C5), on prendra de 45 à 100 volts au lieu de 250.

Un point capital de la technique de la détection grille est le choix correct des valeurs de  $C_1$  et de R.

Si la capacité de  $C_1$  est faible (quelques dizaines de micromicrofarads), la fidélité est bonne, mais la sensibilité est médiocre. Si la capacité de  $C_1$  est élevée (un millier de micromicrofarads), la sensibilité est excellente, mais les fréquences acoustiques supérieures à 1.000 périodes sont coupées dans la modulation : la fidélité est mauvaise.

Si la résistance R est forte (plus de 5 mégohms),  $C_1$  ne se décharge pas assez vite pour que la lampe puisse suivre la modulation à fréquence élevée (les notes élevées, supérieures à 1.000 périodes par seconde, des sons transmis par l'émission radiophonique, sont coupées) ; par contre, la sensibilité est bonne. Si la résistance R est faible (ordre du mégohm), la sensibilité est mauvaise, mais la fidélité est remarquable.

En conséquence, il faut choisir  $C_1$ , R suivant la nature (télégraphie ou téléphonie) des émissions auxquelles on s'intéresse, nature qui détermine celle des qualités sensibilité ou fidélité qui doit prédominer.

Pour la télégraphie, on peut prendre :

$$C_1 = 1.000 \text{ pF}$$

$$R = 10 \text{ M}\Omega$$

Pour la téléphonie, il est préférable d'adopter :

$$C_2 = 50 \text{ pF}$$

$$R = 1 \text{ M}\Omega$$

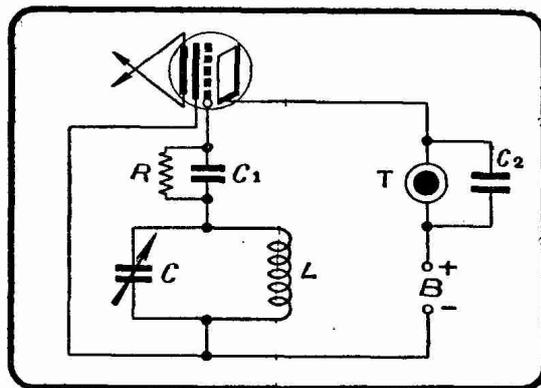


FIG. XVI-37-8. — Schéma de la détection par la grille dans le cas d'une lampe à chauffage indirect.

(1) Notons à cette occasion la supériorité des lampes « batteries » 2 volts sur les lampes « batteries » 4 volts et, à plus forte raison, celle des lampes 1,4 volt.

Si l'on désire pouvoir recevoir aussi bien la télégraphie que la téléphonie, on s'arrête à :

$$C_1 = 200 \text{ pF}$$

$$R = 2 \text{ M}\Omega$$

Dans le cas de signaux faibles, la détection par la grille, du fait même de la remarque de la page précédente, est beaucoup plus sensible que la détection par l'anode ; mais, comme cette détection par l'anode, la détection par la grille est une détection parabolique (la partie utilisée de la caractéristique de grille peut être assimilée à un arc de parabole). Les remarques relatives à la distorsion faites à la fin de la première partie de ce paragraphe s'appliquent.

La détection des signaux faibles ne peut donc s'effectuer avec une rigoureuse pureté, que ce soit par l'anode ou par la grille, mais elle peut être obtenue avec une grande sensibilité par la détection grille.

3° *Avantages de la détection par lampe sur les autres modes de détection.* — La lampe détectrice des figures XVI-37-4, XVI-37-5 et XVI-37-8 présente sur la galène les avantages suivants :

1° Aucun risque de dérèglement : du moment que la tension grille est réglée, la stabilité est assurée ; il n'y a plus, en effet, de point sensible à chercher et à conserver.

2° Moindre amortissement introduit dans le circuit : une galène présente, en effet, une résistance faible (500 à 700 ohms) et elle est placée en parallèle sur le circuit d'accord LC (fig. XVI-37-9). Elle contribue, par conséquent, à augmenter l'amortissement du circuit LC, à diminuer la sélectivité et la sensibilité du poste.

Dans le cas d'une détection par lampe, c'est l'espace filament-grille qui se trouve en parallèle sur le dispositif d'accord, ainsi que le montre la figure XVI-37-10. Cet espace présente, dans le cas de la détection grille et du fait

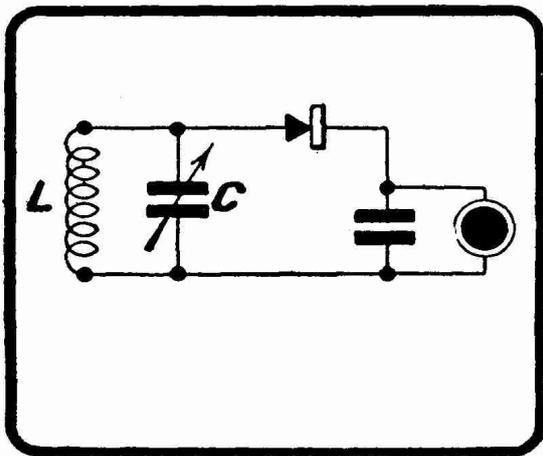


FIG. XVI-37-9. — Détection par galène.

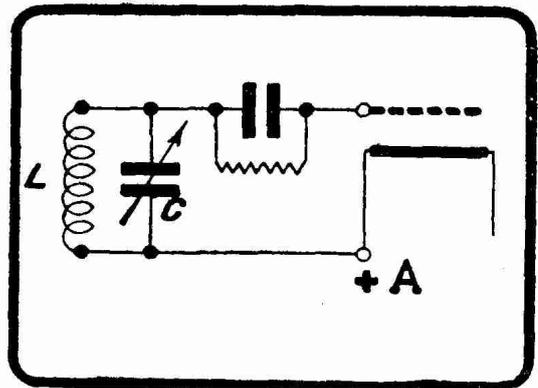


FIG. XVI-37-10. — Détection par lampe.

de l'existence du courant grille, une résistance de l'ordre de 150.000 ohms et en série avec cet espace se trouve encore la résistance élevée du condensateur shunté ; l'amortissement est donc faible et les conditions de fonctionnement plus satisfaisantes que dans le cas de la galène.

L'amortissement est pratiquement nul dans le cas de la détectrice par l'anode puisque, le courant grille n'apparaissant pas, la résistance de l'espace filament-grille est infinie.

3° Meilleure utilisation de l'énergie disponible aux bornes du circuit d'accord : dans le cas de la détection par galène, c'est cette énergie elle-même qui fait fonctionner le casque ; dans le cas de la détection par lampe, par suite de l'effet de relais de la grille, l'énergie destinée à actionner le casque est empruntée à la batterie d'anode.

4° La lampe détectrice peut être pourvue d'une « réaction » et rendre audibles de ce fait les ondes entretenues, tout en acquérant pour les ondes amorties et la téléphonie une sensibilité de beaucoup supérieure à celle des montages élémentaires des figures XVI-37-4, XVI-37-5, XVI-37-8.

### § 38. — Détection d'oscillations de grande amplitude.

#### Détection de puissance.

Dans les montages modernes récepteurs de radiotéléphonie, l'amplificateur avant détection prend de jour en jour plus d'importance. Les tétrodes à écran, les pentodes HF que nous étudierons le moment venu, permettent d'appliquer à la grille d'une détectrice des tensions haute fréquence modulées dont l'amplitude atteint plusieurs volts (10 et même 15 volts aux pointes de modulation).

Cette grande amplitude de la tension d'attaque de la grille permet de réaliser une détection qui utilise les parties rectilignes des caractéristiques et qui peut être considérée comme une *détection linéaire*, mode de détection dont nous avons mis les avantages en évidence dans un paragraphe précédent. La disposition de grandes amplitudes d'attaque permet d'autre part d'obtenir dans le circuit d'anode de la lampe détectrice convenablement choisie une puissance modulée notable. Autrement dit, dans le cas de signaux forts on peut choisir la détectrice de telle façon qu'elle fonctionne en amplificatrice de puissance, tandis que dans le cas de signaux faibles, on ne peut songer à utiliser que des lampes donnant une amplification de tension.

C'est pour ces raisons que la détection des signaux forts est d'ordinaire une *détection linéaire de puissance*, expression souvent employée, mais qui n'a pas toujours été définie avec toute la précision désirable.

La détection de puissance, qui, nous allons le voir, s'effectue par l'anode ou par la grille, a été surtout étudiée aux Etats-Unis dès le moment où les lampes à plusieurs grilles ont permis des amplifications importantes avant détection. Parmi les techniciens qui ont étudié cette détection de puissance de signaux forts, nous citerons Stuart Ballantine et L. M. Hull pour la détection de puissance par l'anode (1929), F. E. Terman et N. R. Morgan pour la détection de puissance par la grille (1930).

1° *Détection par l'anode.* — La détection par l'anode de signaux forts s'effectue conformément à la disposition de la figure XVI-38-1 laquelle, comme on le constatera sans peine, ne diffère pas dans ses grandes lignes de la figure XVI-37-1.

LC est le circuit aux bornes duquel apparaissent les oscillations HF modulées à détecter. K est le circuit de couplage de la détection à l'amplification BF subséquente (résistance ou transformateur suivant les caractéristiques de la lampe détectrice utilisée). Le condensateur  $C_1$  est un condensateur de shunt de 2.000 pF, monté soit comme l'indique la figure XVI-38-1, soit en parallèle sur l'ensemble K source B.

La lampe triode employée est du type amplificatrice BF de petite puissance (résistance interne faible ou moyenne, pente élevée, caractéristique aussi rectiligne que possible, dissipation anodique 1 à 5 watts). Les meilleures triodes détectrices de puissance se trouvent parmi les triodes à chauffage indirect dites 1<sup>re</sup> BF (E424, MH4,

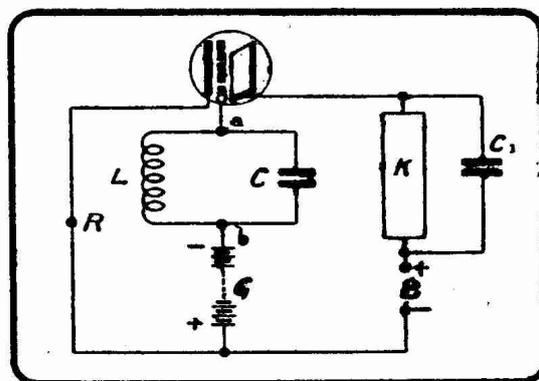


FIG. XVI-38-1. — Détection par l'anode.

1<sup>re</sup> BF (E424, MH4,

6C5, 6J5, etc.). Ces lampes utilisent d'ordinaire une liaison par transformateur (1).

L'anode est portée à la tension maximum qu'autorise le constructeur de la lampe et la grille est polarisée assez fortement, à l'aide de la batterie G., pour que, au repos, c'est-à-dire en l'absence d'oscillations attaquant la grille, le point figuratif de la tension grille coïncide avec le départ de la courbe caractéristique d'anode, autrement dit pour que la lampe se trouve dans les conditions d'une amplificatrice de la classe B, mais d'une classe B dans laquelle on ne tolérerait l'apparition d'aucun courant grille (la grille doit rester toujours négative).

Le fonctionnement d'une détection par l'anode de signaux forts est donc conforme à la figure XVI-38-2 qui montre la formation du courant d'anode pour

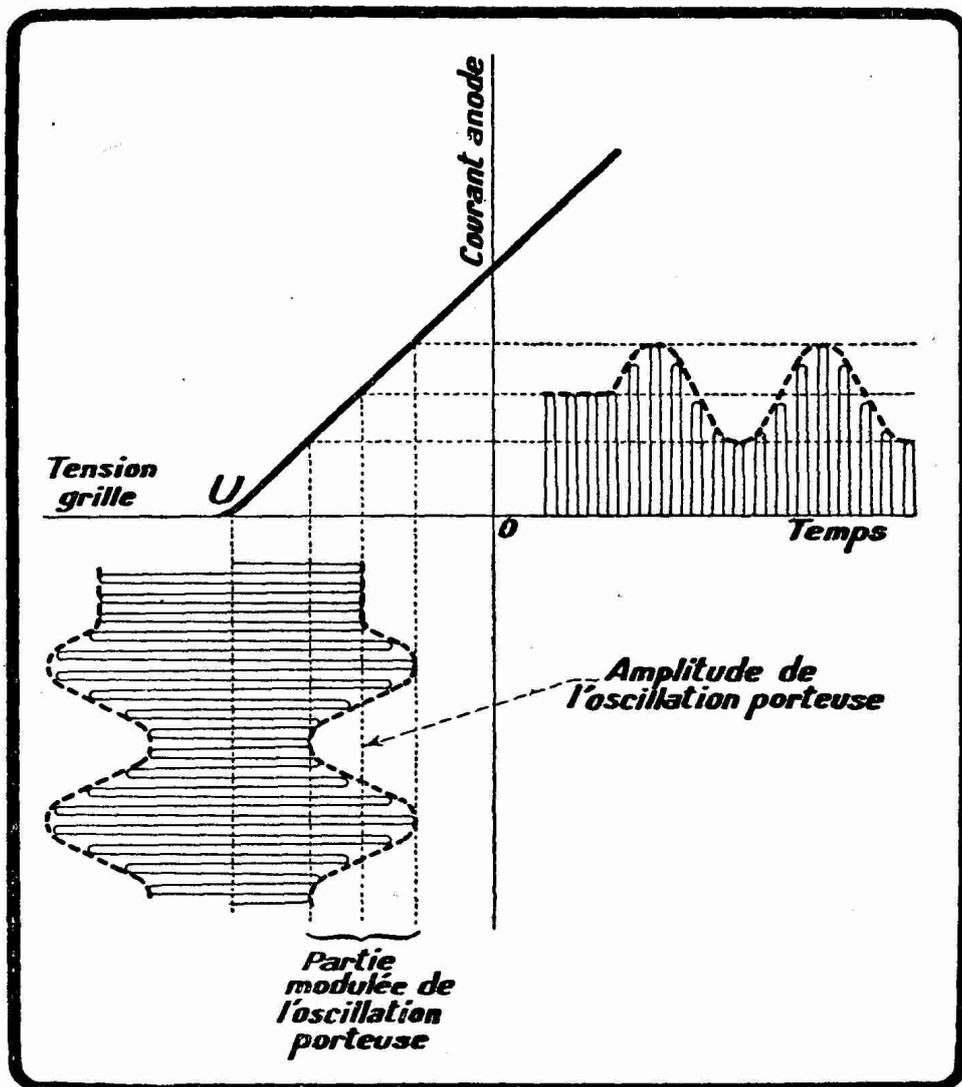


FIG. XVI-38-2. — Représentation de la détection par l'anode dans le cas de signaux forts.

une attaque de grille constituée par une oscillation HF modulée (radiotéléphonie). Le courant d'anode n'apparaît, sous forme de demi-sinusoïdes dont l'amplitude varie au rythme de la modulation, que pendant les alternances

(1) On utilise également — pour la liaison d'une détectrice par l'anode de signaux forts — la résistance. Dans ce cas, on recherche surtout une amplification de tension et les lampes utilisées sont du type à forte résistance interne. On se trouve alors en présence d'une détection linéaire de tension et non plus d'une détection linéaire de puissance.

de grille qui rendent cette électrode moins négative. Le courant moyen d'anode créé par ces demi-sinusoïdes d'amplitude variable reproduit fidèlement la modulation si seules des parties rectilignes de la caractéristique sont intéressées. Ce courant moyen fait apparaître suivant les cas (détection de puissance ou détection de tension) de la puissance ou de la tension dans l'organe de liaison K.

Si la modulation atteint une grande profondeur (taux élevé voisin de 100 %) la partie courbe inférieure de la caractéristique entre en jeu, la détection n'est plus linéaire mais parabolique : les harmoniques 2 naissent, il y a distorsion. On est en présence d'une détection mixte telle que nous l'avons précédemment définie.

La figure XVI-38-2 montre d'autre part que la déformation apparaît pour des taux de modulation d'autant plus faibles que l'amplitude de l'oscillation porteuse est plus faible. On pourrait donc être tenté d'amplifier en HF de telle sorte que cette oscillation porteuse fût d'aussi grande amplitude que possible. Mais on est limité dans ce sens par l'interdiction de déclencher le courant grille pour lequel, la résistance filament-grille cessant d'être infinie, la distorsion apparaîtrait dès l'entrée de la détection.

Si l'on désire détecter par l'anode sans apparition de courant grille des taux de modulation de 100 %, on est amené à ne pas appliquer sur la grille de signaux dont l'oscillation porteuse présente une amplitude supérieure à

$$\frac{U}{2}, \quad U \text{ étant la valeur absolue de la polarisation grille. L'amplitude maximum}$$

de l'oscillation porteuse d'attaque se trouve ainsi limitée supérieurement.

Pour que la triode montée en détectrice par l'anode fonctionne dans les meilleures conditions de puissance et de pureté, il est bon que l'oscillation porteuse ait la valeur maximum que nous venons de définir. Ce résultat s'obtient en dosant convenablement l'amplification avant détection.

Il n'est pas absolument obligatoire que la polarisation de grille  $U$  corresponde exactement au point de départ de la courbe caractéristique d'anode. On peut, en sacrifiant légèrement le rendement, adopter une polarisation plus petite en valeur absolue que  $U$ , mais il serait très mauvais d'adopter une polarisation plus grande, la distorsion devenant alors absolument prohibitive.

Lorsque, admettant une détection moins efficace, on se contente d'une polarisation plus faible que la valeur adoptée pour le tracé de la figure XVI-38-2, il y a, en l'absence d'oscillations d'attaque sur la grille, un faible courant d'anode que l'on peut utiliser à la création de la polarisation grille en montant en R de la figure XVI-38-1 une résistance de valeur convenable (1), shuntée par un condensateur de 2  $\mu$ F. La source de polarisation G disparaît alors, bien entendu.

**2° Détection par la grille.** — A côté de la détection anode existe dans le domaine de la détection des signaux forts, une détection grille dont les avantages de simplicité et de haut rendement sont tels qu'elle est de règle dans les montages secteur du type classique utilisant les lampes à chauffage indirect et détectant par triode.

*Nous considérons le cas d'oscillations radiotéléphoniques de grande amplitude disponibles aux bornes d'un circuit d'accord tel que LC de la figure XVI-37-5 et appliquées à la grille de la lampe détectrice à forte tension d'anode B (2), à*

(1) La valeur de R doit être choisie d'après la résistance du dispositif K monté dans l'anode, résistance qui conditionne évidemment le courant moyen permanent d'anode. Dans le cas d'une liaison K par résistance (détection linéaire de tension), R dépend étroitement de cette résistance. Les constructeurs de lampes indiquent d'ordinaire dans leurs notices quelle est la résistance R qui convient pour telle valeur de la résistance de liaison d'anode.

(2) En première approximation 150 volts dans le cas d'une lampe batterie, 200 volts dans celui d'une lampe secteur.

travers le condensateur shunté  $C_1R$ . Représentons ces oscillations figure XVI-38-3 (I). Nous rappelons à cette occasion que le rapport  $\frac{a}{A}$  définit le taux de la

modulation que l'on exprime en % de 0 à 100. De O à M on a affaire à des oscillations haute fréquence non modulées ; la modulation commence en M.

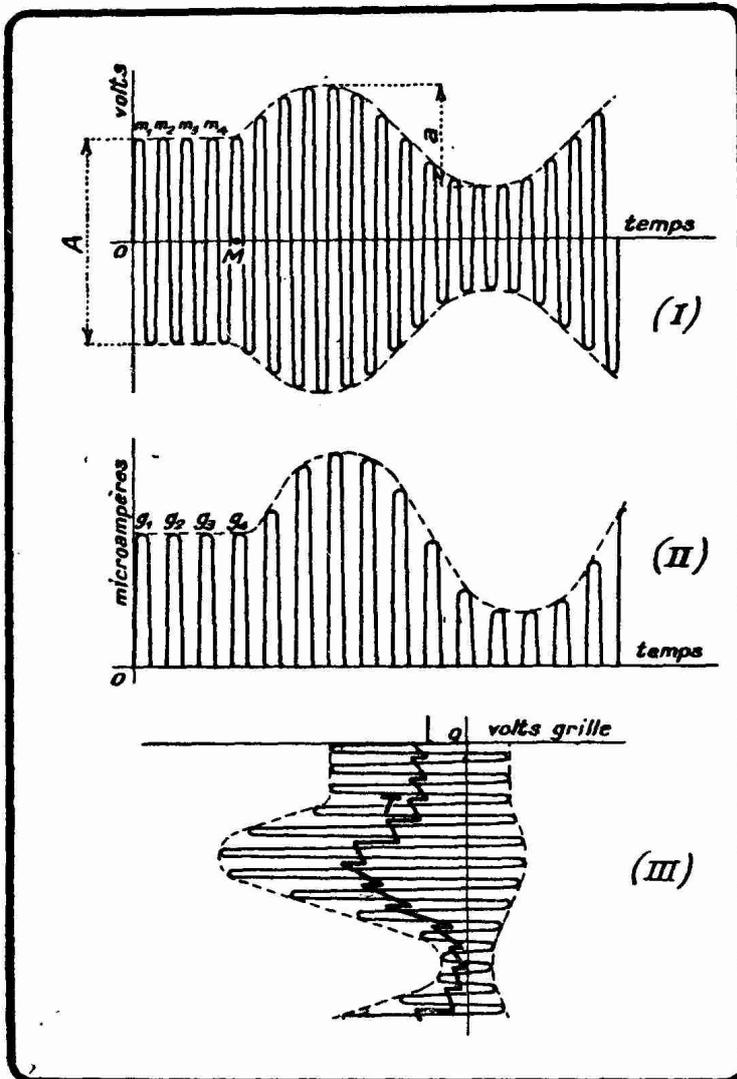


FIG. XVI-38-3. — Détection par la grille d'une oscillation haute fréquence modulée.

ment celle de la courbe enveloppe des oscillations à détecter, courbe enveloppe qui est définie par la fréquence et le taux de la modulation. De cette variation à fréquence téléphonique de la tension de grille, résulte une variation à même fréquence du courant d'anode, variation qui agit sur un casque ou, plus souvent, que l'on amplifie en basse fréquence à l'intention d'un haut-parleur par les procédés que nous avons examinés dans le chapitre III de ce livre.

Nous avons supposé avoir affaire, figure XVI-37-5, à un condensateur  $C_1$  et à une résistance  $R$  tels que la charge négative prise par le condensateur puisse se dissiper assez rapidement à travers la résistance de grille, pour que la tension moyenne de la grille suive à tout moment les variations de la modulation, donc pour que les variations du courant du circuit d'anode reproduisent fidèlement cette modulation. La rapidité de la décharge du condensateur

A chaque maximum des oscillations à détecter  $m_1, m_2, m_3$ , etc., le potentiel de la grille devient légèrement positif ; or, qui dit grille positive dit courant de grille : à chaque maximum des oscillations à détecter se produit un petit courant de grille ; tous ces courants de grille ainsi provoqués peuvent être représentés par la figure XVI-38-3 (II).

Chacun des petits courants de grille élémentaires  $g_1, g_2, g_3$ , etc., de la figure XVI-38-3 (II) charge négativement le condensateur de grille  $C_1$ , en d'autres termes polarise négativement la grille. Entre les maxima positifs,  $m_1, m_2, m_3$ , etc., des oscillations à détecter, c'est-à-dire entre les apparitions du courant de grille, le condensateur  $C_1$  subit une décharge partielle à travers la résistance qui le shunte pour être rechargé d'ailleurs au maximum suivant.

La tension moyenne de la grille de la lampe détectrice varie du fait des charges du condensateur de grille suite des décharges successives vant la courbe en zigzag T de la figure XVI-38-3 (III), courbe dont l'allure générale, abstraction faite « des crochets », est presque exacte-

dépend de la constante de temps de ce condensateur et de sa résistance de shunt (produit  $C_1 R$ ).

Les variations d'amplitude des oscillations par suite de la modulation dépendent de la fréquence et du taux de cette modulation. On voit donc apparaître les paramètres du problème.

Terman et Morgan ont établi que la distorsion produite par la détection grille est faible à la condition que la capacité  $C_1$  et la résistance  $R$  satisfassent à la relation :

$$\frac{X}{R} \geq \frac{m}{\sqrt{1 - m^2}}$$

dans laquelle  $m$  est le taux de la modulation,  $X$  la capacitance  $\frac{1}{2 \pi K f}$  du

condensateur effectif  $K$  de grille pour la fréquence de modulation  $f$ .  $K$  est donc constitué par la combinaison de la capacité de grille  $C_1$  et de la capacité d'entrée de la lampe (voir paragraphe 21, 2°, ce qui a été dit à propos de la capacité effective d'entrée  $C_0$ ).

La condition précédente montre que pour chaque valeur de  $f$ , autrement dit pour chaque note du « concert » à détecter, il y a un certain taux de modulation  $m$  au delà duquel la distorsion cesse d'être acceptable. Elle montre aussi, en compensation, que les valeurs admissibles de  $m$  peuvent être d'autant plus grandes que  $f$  est plus petit, autrement dit que les notes sont plus basses.

On pourrait penser qu'il suffit de faire  $C_1$  et  $R$  aussi petits que possible, de telle sorte que  $\frac{X}{R}$  soit toujours supérieur à  $\frac{m}{\sqrt{1 - m^2}}$  mais on est rapidement limité dans cette voie par les conditions de sensibilité et de sélectivité.

Il faut, en effet, que la capacité du condensateur de grille soit notablement plus grande que la capacité grille-filament de la lampe détectrice, capacité qui est plus forte dans les lampes à chauffage indirect (45 à 65 micromicrofarads) que dans les lampes classiques (10 à 25 micromicrofarads). En général, il n'y a guère d'intérêt à descendre au-dessous de 100 picofarads, ni à aller au delà de 150 micromicrofarads. Pour des valeurs de cet ordre du condensateur  $C_1$ , la condition dont il a été précédemment question montre qu'il faut prendre une résistance  $R$  comprise entre 0,2 et 0,5 mégohm. Si l'on prend  $R$  trop petit, on observe une diminution de la sensibilité par pertes dans le circuit de grille.

Avec 100 micromicrofarads et 0,25 mégohm, la modulation peut atteindre sans qu'il y ait distorsion, 95 % pour des fréquences de modulation comprises entre 100 et 1.000, 90 % de 1.000 à 2.000, 70 % de 2.000 à 5.000. Ces résultats sont tout à fait satisfaisants, car les forts taux de modulation sont surtout utilisés dans la transmission des notes inférieures à 1.000 périodes par seconde : toute la puissance d'une audition est, en effet, concentrée dans les notes basses.

Comme il est question ici de détection de puissance, c'est-à-dire de détection d'oscillations de grande amplitude, du type de celles dont on dispose sur la grille de la détectrice d'un montage comportant une énergique amplification, haute ou moyenne fréquence, il faut que la caractéristique d'anode soit placée de telle manière qu'aucune détection par l'anode, productrice des redoutables harmoniques 2, ne se produise. Il suffit donc de déporter suffisamment la caractéristique d'anode vers la gauche pour que la détection soit purement linéaire (1). Cette condition se réalise facilement en utilisant la plus forte tension d'anode permise pour zéro volt grille par le constructeur de la

(1) C'est-à-dire pour que la portion utilisée de l'axe des volts grille corresponde à une partie pratiquement droite de la caractéristique d'anode.

lampe. On ne fait pas de détection grille de puissance avec 40 ou 50 volts sur l'anode...

En général, l'amplitude maximum de l'oscillation porteuse que peut détecter sans déformation une lampe montée en détectrice de puissance par la grille, est comprise entre le tiers et la moitié de l'amplitude de l'oscillation porteuse admissible sur la grille de cette même lampe montée en amplificatrice BF et utilisant la même tension anodique. Les lignes qui précèdent font deviner qu'une lampe à résistance interne moyenne (10.000 ohms par exemple) conviendra parfaitement à la détection de puissance par l'anode. D'autre part la lampe fonctionne à zéro volt grille ou, tout au moins, à des potentiels négatifs très voisins de zéro ; la tension maximum d'anode ne doit pas être telle que le courant anodique dépasse le maximum autorisé par le constructeur. Cette condition élimine les lampes à faible coefficient d'amplification comme la plupart des lampes BF à chauffage direct. C'est pourquoi une lampe présentant, par exemple, un coefficient d'amplification de 40 ou plus et une résistance interne de 12.000 ohms convient remarquablement à la détection par la grille de signaux forts. Des lampes de ce genre se rencontrent surtout dans les séries secteur dites à chauffage indirect.

D'ailleurs le type de détection grille actuellement envisagé ici ne s'effectue, ne l'oublions pas, que pour de fortes amplitudes d'attaque obtenues avec une amplification HF importante que seules peuvent fournir des lampes secteur (tétrodes, pentodes et hexodes à chauffage indirect). La détection grille de puissance n'est donc logiquement applicable que dans le cas de postes secteur équipés avec des lampes à chauffage indirect.

Bien que les lampes modernes et plus spécialement les lampes secteur, soient d'une très grande robustesse et supportent des surcharges souvent considérables, il peut se faire que l'on désire ne pas utiliser une lampe montée en détectrice de puissance par la grille hors des conditions normalement prévues par le constructeur. Dans ce cas, on placera (fig. XVI-38-4) une résistance  $r$ , quelques milliers d'ohms (6.000 à 8.000 ohms), dans le circuit d'anode de la détectrice, entre la haute tension et le dispositif de liaison  $K$ . L'ensemble

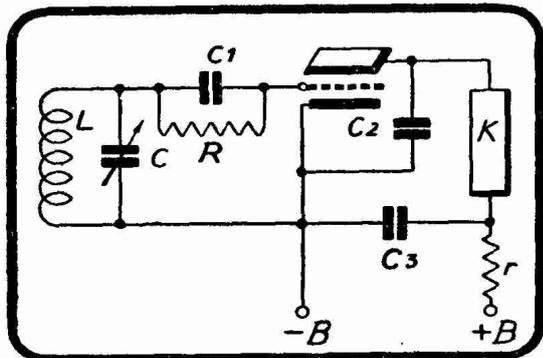


FIG. XVI-38-4. — Détection grille de puissance.

de cette résistance  $r$  et de la source  $B$  sera shunté par un condensateur  $C_3$  de 2 microfarads. Lorsque aucune oscillation n'est appliquée sur la grille, le potentiel grille est à zéro, mais la chute de tension qui se produit le long de  $r$  ramène à des valeurs autorisées la tension appliquée à l'anode. Dès que des oscillations apparaissent aux bornes du circuit LC, la grille prend un potentiel légèrement négatif autorisant un potentiel d'anode plus élevée : ce potentiel d'anode plus élevé est obtenu automatiquement comme suit : la grille devenant légèrement négative, le courant d'anode diminue ; la chute dans  $r$  diminue également et la tension appliquée sur l'anode augmente. A l'augmentation de la tension d'anode correspond l'augmentation de la puissance modulée disponible dans le circuit d'anode.

L'expérience confirme pleinement ce qui vient d'être rapidement exposé. Il est possible d'affirmer que les résultats obtenus avec la détection par la grille de signaux forts sont au moins aussi purs et correspondent à une sensibilité supérieure, comparés à ceux que donne la détection par l'anode de ces mêmes signaux forts.

3° *Perfectionnement à la détection de puissance par la grille. Détection Colebrook.* — Nous venons d'exposer les avantages de la détection grille de puissance qui comporte l'emploi de tensions d'anode élevées et l'utilisation dans la grille d'un condensateur de 100 micromicrofarads shunté par une résistance de 250.000 à 500.000 ohms.

Ce dispositif très simple, appliqué à la détectrice d'un montage comportant une amplification haute ou moyenne fréquence importante, donne des résultats tout à fait remarquables en puissance et en sensibilité, mais présente le défaut de moins bien détecter les signaux modulés à fréquence élevée que ceux modulés à fréquence basse. Ce défaut qui peut passer inaperçu d'une oreille peu musicienne, ne manque pas, dans certaines occasions, de faire souffrir... les autres.

Le calcul, très élémentaire, montre que l'efficacité de la détection fournie par un condensateur de 100 pF shunté par une résistance de 250.000 ohms, étant admise de 100 % pour une fréquence de modulation de 500 périodes par seconde, n'est plus que de :

80 %	à 2.000 périodes,
73 %	à 3.000 périodes,
65 %	à 4.000 périodes,
55 %	à 6.000 périodes,
47 %	à 8.000 périodes.

Les notes élevées sont, on le voit, nettement sacrifiées.

De telles différences n'influent pas ou peu sur la pureté de la voix parlée ou chantée où n'entrent en jeu que des fréquences de 80 à 3.000 (principaux harmoniques compris), mais font sentir énergiquement leur action dans la reproduction de la musique où les fréquences comprises entre 3.000 et 6.000 périodes constituent couramment les notes harmoniques si nécessaires dans la conservation des différents timbres.

Une détection s'effectuant dans les conditions précédentes n'est donc pas absolument satisfaisante ; toutes les fréquences acoustiques de la modulation ne sont pas traitées de la même façon : il y a distorsion. *Ce défaut doit être attribué à la présence du condensateur  $C_1$  dans la grille de la détectrice classique* représentée schématiquement par la figure XVI-37-5 où le circuit oscillant LC est, nous le rappelons, le circuit aux bornes duquel on fait apparaître les oscillations modulées à détecter.

Voici comment on peut essayer d'étayer l'accusation qui vient d'être portée contre le condensateur  $C_1$ .

L'ensemble  $C_1R$  doit satisfaire à deux conditions :

1° Présenter, pour les oscillations haute ou moyenne fréquence disponibles aux bornes du circuit LC une résistance apparente (les électrotechniciens disent nous le savons, une impédance) aussi faible que possible, de telle manière que la présence de cet ensemble ne diminue pas d'amplitude des oscillations haute ou moyenne fréquence qui sont effectivement appliquées à la grille à travers  $C_1R$  et détectées par la lampe ;

2° Présenter, pour toutes les fréquences acoustiques qui modulent les oscillations haute ou moyenne fréquence que l'on détecte, une résistance apparente (ou impédance) constante et élevée afin de produire des variations de potentiel moyen de grille aussi importantes que possible, d'où une détection de haut rendement.

Pour remplir la première condition on est amené à prendre  $C_1$  de forte capacité. Pour la seconde, il faut que  $C_1$  soit de faible capacité, car aux fréquences acoustiques élevées la capacitance (résistance apparente) de  $C_1$  ne doit pas devenir basse au point de correspondre à un court-circuit de  $R$  dont la résistance, purement ohmique, est évidemment indépendante de la fréquence du courant qui la traverse.

On se trouve en présence de deux exigences contradictoires et l'on est conduit à trouver pour  $C_1$  un compromis. L'on adopte dans cet esprit  $C_1 = 100$  pF. Nous avons signalé tout à l'heure que cette valeur n'était cependant pas l'idéal et qu'elle correspondait à un certain sacrifice des notes élevées pouvant contrister les oreilles musiciennes.

Que faire ?

On a proposé, en Grande-Bretagne, le montage push-pull de la figure XVI-38-5. Ce montage ne nécessite aucun condensateur de détection et cette